

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO
DO MOTOR DE INDUÇÃO
COM ADAPTAÇÃO DE PARÂMETROS VIA MRAC**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

ROMEU REGINATTO

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1993

**CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO
DO MOTOR DE INDUÇÃO
COM ADAPTAÇÃO DE PARÂMETROS VIA MRAC**

ROMEU REGINATTO

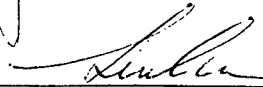
**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO
TÍTULO DE**

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA


**ÁREA DE CONCENTRAÇÃO SISTEMAS DE CONTROLE
E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE
PÓS-GRADUAÇÃO**



Prof. JÚLIO ELIAS NORMEY RICO, M. Sc.
Orientador



Prof. LIU HSU, Dr. d'État
Co-orientador




Prof. ROBERTO DE SOUZA SALGADO, Ph. D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

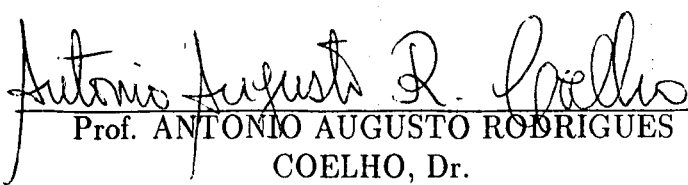
BANCA EXAMINADORA:



Prof. JÚLIO ELIAS NORMEY RICO, M. Sc.
Orientador



Prof. LIU HSU, Dr. d'État
Co-orientador



Prof. ANTONIO AUGUSTO RODRIGUES
COELHO, Dr.



Prof. IVO BARBI, Dr.

*À minha esposa Marlene.
Ao meu filho Vinícius.*

Aos meus pais.

Agradecimentos

Ao meu orientador Prof. Júlio Elias Normey Rico pelo trabalho de orientação e pelo incentivo à realização do trabalho.

Ao meu co-orientador Prof. Liu Hsu pelo trabalho de co-orientação e pelas fundamentais sugestões ao trabalho.

Aos membros da Banca Examinadora pelas importantes contribuições ao trabalho.

Aos professores e colegas do Laboratório de Controle e Microinformática pela amizade e pelas contribuições que direta ou indiretamente deram a este trabalho.

À minha esposa Marlene pelo imenso carinho e pela compreensão nos momentos de ausência.

Aos colegas Arão Fishman, Alexandre S. Bazanella, Tristão J. Garcia dos Santos e Vinícius Curcio pela inesquecível amizade.

Ao Laboratório de Controle e Microinformática Marcos Cardoso Filho pela infraestrutura.

Ao Conselho Nacional de Pesquisa pelo suporte financeiro.

Índice

Simbologia	xv
Resumo	xviii
Abstract	xix
Introdução	1
1 Controle por Campo Orientado do Motor de Indução	5
1.1 Introdução	5
1.2 Princípios de Controle Vetorial e Orientação de Campo	6
1.3 Orientação do Fluxo de Rotor	8
1.4 Análise Dinâmica	10
1.5 Controle da Corrente	11
1.5.1 Inversor de Corrente	11
1.6 Implementação	14
1.6.1 Controle por Campo Orientado Direto	14
1.6.2 Controle por Campo Orientado Indireto	16
1.7 Controle por Tensão	17
1.7.1 Desacoplamento das Tensões	18
1.7.2 Implementação	19
1.8 Conclusão	19

2	Efeitos da Variação de Parâmetros	21
2.1	Introdução	21
2.2	Controle por Campo Orientado em Sintonia	22
2.3	Controle por Campo Orientado Fora de Sintonia	22
2.3.1	Análise em Malha Aberta	23
2.3.2	Análise em Malha Fechada	30
2.3.3	Influência da Saturação	35
2.3.4	Perdas	36
2.4	Conclusão	38
3	Controle Adaptativo	40
3.1	Introdução	40
3.2	Controle Auto-Ajustável	40
3.3	Controle Adaptativo por Modelo de Referência	41
3.3.1	O Método do Gradiente	42
3.3.2	Excitação Persistente	44
3.3.3	MRAC Baseado na Teoria de Estabilidade	45
3.4	Conclusão	46
4	Adaptação de Parâmetros	47
4.1	Introdução	47
4.2	Esquema de Adaptação Utilizando MRAC	50
4.3	Modelos de Referência	52
4.3.1	Modelo Torque Eletromagnético	52
4.3.2	Modelo Tensão de Eixo Direto	53
4.3.3	Modelo Tensão de Eixo de Quadratura	54
4.3.4	Modelo Potência Reativa	54
4.4	Análise do Erro de Adaptação	55

4.4.1	Análise em Regime Permanente	56
4.4.2	Análise em Estado Transitório	60
4.5	Limitações dos Modelos de Referência	66
4.5.1	Dependência de Parâmetros	66
4.5.2	Complexidade de Implementação	67
4.5.3	Limites de Operação	68
4.5.4	Dependência da Carga	68
4.6	Conclusão	69
5	Modelos de Referência Dinâmicos	73
5.1	Introdução	73
5.2	O MI sob Orientação de Campo	74
5.3	Formulação do Modelo Dinâmico	75
5.4	Obtenção dos Modelos de Referência	76
5.4.1	Modelo Tensão de Eixo de Quadratura	76
5.4.2	Modelo Potência Reativa	77
5.5	Análise do Erro de Adaptação	77
5.5.1	Análise em regime permanente	78
5.5.2	Análise em estado transitório	78
5.6	Dependência de Parâmetros	80
5.7	Conclusão	81
6	Aplicação	83
6.1	Introdução	83
6.2	Ciclo de Trabalho	84
6.3	Simulação	84
6.3.1	Sem adaptação	85
6.3.2	Modelo Algébrico Tensão de Eixo Direto	88

6.3.3	Modelo Dinâmico Tensão de Eixo de Quadratura	88
6.4	Conclusão	93
Conclusão		94
Bibliografia		98
A Modelagem do Motor de Indução		107
A.1	Introdução	107
A.2	Alguns Aspectos Construtivos	108
A.3	Modelo Físico do Motor de Indução	108
A.3.1	Equação dos Fluxos	109
A.3.2	Equação das Tensões	111
A.3.3	Equação do Torque Eletromagnético	112
A.3.4	Equação Mecânica	112
A.4	Sistema de Coordenadas Arbitrário	113
A.4.1	Equação dos Fluxos	115
A.4.2	Equação das Tensões	116
A.4.3	Equação do Torque Eletromagnético	116
A.5	Diferentes Formas para o Modelo do Motor de Indução	117
A.5.1	Modelo do Motor de Indução nos Vários Sistemas e Coordenadas	117
A.5.2	Modelo do Motor de Indução em Variáveis de Estado	119
A.5.3	Modelo do Motor de Indução Alimentado por Corrente	119
A.6	Conclusão	120
B Modelagem e Simulação		121
B.1	Introdução	121
B.2	Simulador	121
B.3	Modelo do Motor de Indução	121

B.4	Modelo do Inversor	122
B.5	Controle	123
B.5.1	Regulador de Velocidade	124
B.5.2	Modelo Dinâmico	124
B.5.3	Algoritmo de Adaptação	125
C	Parâmetros do Motor de Indução	126

Lista de Figuras

1.1	Modelo do motor de indução com campo orientado.	10
1.2	CSI operando como fonte de corrente trifásica controlada (CRCSI)	12
1.3	Inversor PWM com controle de corrente (CRPWM)	13
1.4	Forma de onda da resposta, a uma referência senoidal, do CRPWM com controle por histerese.	13
1.5	Representação espacial da orientação do fluxo de rotor	15
1.6	Diagrama de blocos do controle por campo orientado direto	15
1.7	Diagrama de blocos do controle por campo orientado indireto	17
1.8	Diagrama de blocos do controle por campo orientado direto - Atuação pela tensão de estator (Inversor PWM)	19
2.1	Controle por Campo Orientado Indireto em Malha Aberta.	24
2.2	Característica de Torque em Operação Fora de Sintonia em Malha Aberta	26
2.3	Característica de Fluxo em Operação Fora de Sintonia em Malha Aberta	26
2.4	Diagrama de Blocos da Malha de Fluxo de Rotor	27
2.5	Fluxo de rotor λ_r^e para um degrau de i_{qs}^e aplicado em 0.1s com amplitude $2i_{ds}^e$ e reduzido para i_{ds}^e em 0.6s. Fluxo em sintonia igual ao fluxo nominal.	29
2.6	Torque eletromagnético T_e para um degrau de i_{qs}^e aplicado em 0.1s com amplitude $2i_{ds}^e$ e reduzido para i_{ds}^e em 0.6s. Fluxo em sintonia igual ao fluxo nominal.	30
2.7	Controle por campo orientado indireto em malha fechada.	31
2.8	Característica do Fluxo em Operação Fora de Sintonia em Malha Fechada	32
2.9	Característica do Torque em Operação Fora de Sintonia em Malha Fechada	33

2.10	Comportamento do fluxo rotórico λ_r^e durante transitórios de velocidade em situações distintas de erro de escorregamento. Fluxo em sintonia igual ao fluxo nominal.	34
2.11	Comportamento do torque eletromagnético durante transitórios de velocidade em situações distintas de erro de escorregamento. Fluxo em sintonia igual ao fluxo nominal.	35
2.12	Referência e resposta de velocidade do motor de indução em três situações distintas de erro de escorregamento.	36
2.13	Característica da componente de torque da corrente de estator em operação fora de sintonia em malha fechada.	37
3.1	Diagrama de blocos de um controle auto-ajustável.	41
3.2	Diagrama de blocos de um controle adaptativo por modelo de referência. . .	42
4.1	Diagrama de blocos da estrutura básica de implementação da adaptação do ganho de escorregamento utilizando MRAC	51
4.2	Erro de Adaptação em regime permanente e malha fechada - Modelo Torque Eletromagnético	58
4.3	Erro de Adaptação em regime permanente e malha fechada - Modelo Tensão no Eixo Direto	58
4.4	Erro de Adaptação em regime permanente e malha fechada - Modelo Tensão no Eixo de Quadratura	59
4.5	Erro de Adaptação em regime permanente e malha fechada - Modelo Potência Reativa	59
4.6	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Torque Eletromagnético. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \widehat{k}_s	61
4.7	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Tensão de Eixo Direto. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \widehat{k}_s	62

4.8	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Tensão de Eixo de Quadratura. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \widehat{k}_s	62
4.9	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Potência Reativa. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \widehat{k}_s	63
4.10	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Torque Eletromagnético. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$	63
4.11	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Tensão de Eixo Direto. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$	64
4.12	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Tensão de Eixo de Quadratura. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$	64
4.13	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Potência Reativa. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$	65
4.14	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência do Torque Eletromagnético. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de +50% no parâmetro \widehat{k}_s	69
5.1	Diagrama de blocos do modelo dinâmico	76
5.2	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Dinâmico Tensão de Eixo de Quadratura. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \widehat{k}_s	79
5.3	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Dinâmico Potência Reativa. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \widehat{k}_s	79
5.4	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Dinâmico Tensão de Eixo de Quadratura. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$	80

5.5	Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Dinâmico Potência Reativa. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$	81
6.1	Referência de velocidade.	84
6.2	Torque de carga.	85
6.3	Velocidade mecânica sem adaptação.	86
6.4	Torque eletromagnético sem adaptação.	87
6.5	Fluxo de rotor sem adaptação.	87
6.6	Resposta de velocidade com adaptação utilizando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto.	89
6.7	Resposta de torque com adaptação utilizando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto.	89
6.8	Resposta de fluxo de rotor com adaptação utilizando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto.	90
6.9	Valor adaptado e valor real do ganho de escorregamento. Modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.	90
6.10	Resposta de velocidade com adaptação utilizando o modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.	91
6.11	Resposta de torque com adaptação utilizando o modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.	91
6.12	Resposta de fluxo rotórico com adaptação utilizando o modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.	92
6.13	Valor adaptado e valor real do ganho de escorregamento. Modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.	92
A.1	Sistemas de Coordenadas abc e dqo (apenas eixos d e q)	114

Simbologia

Parâmetros do Motor de Indução

- R_s Resistência de estator ou estatórica por fase
- R_r Resistência de rotor ou rotórica por fase
- L_s Indutância própria de estator ou estatórica por fase
- L_r Indutância própria de rotor ou rotórica por fase
- L_m Indutância mútua estator-rotor
- L_{ls} Indutância de dispersão de estator por fase
- L_{lr} Indutância de dispersão de rotor por fase
- L_σ $L_\sigma = \sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$
- X_m Reatância mútua estator-rotor
- X_{ls} Reatância de dispersão de estator por fase
- X_{lr} Reatância de dispersão de rotor por fase
- τ_r Constante de tempo elétrica de rotor $\tau_r = L_r / R_r$
- k Coeficiente de dispersão $k^2 = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$
- σ Coeficiente de acoplamento $\sigma = 1 - k^2$
- P Número de pares de pólos
- J Momento de inércia
- B Coeficiente de atrito viscoso

Grandezas elétricas

- V Valor rms de tensão
- I Valor rms de corrente
- P_r Potência reativa
- v Valor instantâneo de tensão
- i Valor instantâneo de corrente
- λ Valor instantâneo de fluxo ligado

- ω_e Freqüência angular síncrona
- ω_r Velocidade angular elétrica de rotor
- ω_{sl} Escorregamento $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$
- θ_{rf} Posição angular do vetor fluxo de rotor
- θ_e $\theta_e = \int \omega_e dt$
- θ_r $\theta_r = \int \omega_r dt$

Índices inferiores

- a, b, c Fases do sistema trifásico e eixos do sistema de coordenadas $a - b - c$
- d, q, o Eixos do sistema de coordenadas $d - q - o$
- s Grandeza referente ao estator
- r Grandeza referente ao rotor
- n Valor nominal da grandeza

Índices superiores

- e Grandeza no sistema de coordenadas síncrono
- s Grandeza no sistema de coordenadas estacionário
- c Grandeza ou variável de controle no sistema de coordenadas síncrono
- ref Valor de referência da grandeza
- m Grandeza ou variável do modelo de referência
- $*$ Valor da grandeza quando em sintonia
- o Valor da grandeza em um dado ponto de operação

Grandezas mecânicas

- T_e Torque eletromagnético
- T_c Torque de carga
- ω_m Velocidade angular mecânica de rotor $\omega_m = \omega_r \frac{2}{p}$

Outros símbolos

- p Operador diferencial $p = d/dt$
- x Erro de escorregamento

k_s	Ganho de escorregamento
\widehat{k}_s	Valor adaptado de k_s
Ea	Erro de adaptação
γ	Ganho de adaptação
Y	Grandeza genérica relacionada ao motor de indução
K	Mudança de variáveis do sistema de coordenadas abc para o dqo
Δv	Variação de v em torno de um ponto de operação

Siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CRCSI	“Current Regulated CSI”
CRPWM	“Current Regulated PWM”
CSI	“Current Source Inverter”
MI	Motor de Indução
MRAC	“Model Reference Adaptive Control”
PI	Regulador Proporcional + Integral
PWM	“Pulse Width Modulation”

Resumo

Este trabalho avalia a utilização do controle adaptativo por modelo de referência para a adaptação de parâmetros no controle por campo orientado indireto do motor de indução.

O comportamento do parâmetro utilizando quatro modelos de referência distintos é analisado. Os modelos de referência considerados são: torque eletromagnético, tensão de eixo direto, tensão de eixo de quadratura e potência reativa. Para cada modelo de referência são desenvolvidas equações para o erro de adaptação considerando separadamente o regime permanente e o estado transitório de operação. Através destas equações, a convergência do parâmetro é analisada em diversas condições de operação do motor.

Um modelo dinâmico que representa o comportamento do motor de indução sob orientação de campo inclusive durante o estado transitório de operação é proposto. Os modelos de referência tensão de eixo de quadratura e potência reativa são adaptados ao modelo dinâmico e o desempenho assim obtido é analisado e comparado com os demais modelos de referência.

Resultados de simulação são apresentados para todos os modelos de referência considerados mostrando o comportamento do parâmetro em diversas condições de operação do motor. Também são apresentados resultados de simulação comparando as respostas de torque, fluxo e velocidade em presença ou não da adaptação de parâmetros por meio do controle adaptativo por modelo de referência.

Abstract

This work presents an analysis of the rotor parameter adaptation problem by means of the model reference adaptive control in feed-forward field oriented induction motor drive systems.

The parameter adaptation behaviour obtained using four different reference models is analyzed. The following reference models are considered: the torque model, the d-axis voltage model, the q-axis voltage model and reactive power model. Equations for the adaptation error produced by each reference model are derived considering the steady-state and transient operations separately. Using these equations, the parameter convergence in several motor operating conditions is analyzed.

A dynamic model which correctly predicts the field oriented induction motor behaviour in both steady-state and transient operating conditions is developed. The q-axis voltage and reactive power reference models are rederived from this dynamic model. With these new reference models, the parameter adaptation behaviour is analyzed and compared with other reference models.

For each reference model, simulation results show the parameter adaptation behaviour in different operating conditions. Simulation results comparing the torque, flux and speed response with and without parameter adaptation are also presented.

Introdução

As máquinas elétricas têm desempenhado papel fundamental para o progresso da sociedade humana. Elas constituem um meio eficiente de conversão de energia elétrica em mecânica e vice-versa. Por um lado, os geradores elétricos constituem o principal meio de geração de energia elétrica. Por outro, os motores elétricos formam a base para o desenvolvimento da indústria, chegando a representar cerca de 50% do consumo de energia elétrica em países industrializados [LEO88].

A maior parte dos motores elétricos é utilizada em aplicações comuns, ou seja, é operada em velocidade constante sem qualquer tipo de controle de torque ou velocidade. Entretanto, o processo de automatização industrial vem exigindo, cada vez mais, a aplicação de motores elétricos em sistemas de acionamento, ou seja, em aplicações que exigem algum tipo de controle de torque, aceleração, velocidade ou posição. A aplicação de motores elétricos em sistemas de acionamento pode ser considerada de baixo desempenho (acionamento convencional) ou de alto desempenho (servoacionamento). As principais diferenças entre elas são [WEG90]

<u>Servoacionamento</u>	<u>Acionamento Convencional</u>
<ul style="list-style-type: none">• Grande controlabilidade de velocidade (1:10.000);• Realimentação de precisão;• Controle sobre o torque;• Ação rápida, elevada dinâmica;• Elevada capacidade de sobreacarga;• Menor relação peso/potência;• Especificado pelo torque.	<ul style="list-style-type: none">• Pequena controlabilidade de velocidade (1:20 1:100);• Realimentação simples ou malha aberta;• Pouco controle sobre o torque;• Dinâmica moderada;• Menor capacidade de sobreacarga;• Maior relação peso/potência;• Especificado pela potência.

Estas características evidenciam o torque como variável que determina o desempenho

de um servoacionamento. Algumas aplicações típicas de servoacionamentos são [WEG90]: máquinas-ferramenta, robôs industriais, sistemas de posicionamento, linhas de transporte, manipuladores industriais, alimentadores de máquinas e esteiras transportadoras.

No motor CC (Corrente Contínua) com excitação independente, o torque é controlado diretamente pela corrente de armadura. Esta simplicidade de controle do torque é que fez do motor CC o primeiro a ser utilizado em servo-aplicações. Entretanto, a presença de escovas no motor CC limita a sua velocidade de operação, impõe restrições no ambiente de operação, requer manutenção freqüente, aumenta o peso, tamanho e inércia do motor, limita a capacidade de sobrecarga e impõe uma construção particular ao motor [LEO88].

O motor síncrono CA (Corrente Alternada) a imãs vem eliminar o problema relativo a presença de escovas do motor CC através da substituição do enrolamento de campo por imãs permanentes. A não existência de escovas lhe dá maior capacidade de sobrecarga e estende a faixa de velocidades de operação em relação ao motor CC. Entretanto, a presença de imãs permanentes é fator limitante de seu peso e de seu custo final.

Características como [LEO88, LEO86, BOSE, BRA91] robustez, baixo custo, baixa necessidade de manutenção, alta capacidade de sobrecarga, baixa relação peso/potência, simplicidade construtiva e possibilidade de operação em ambientes explosivos tornam o motor de indução atrativo frente aos motores DC e brushless. Contudo, a dificuldade de controle do torque do motor de indução limitou-o, num primeiro momento, a aplicações de baixo desempenho dinâmico como as de velocidade constante.

Felix Blaschke [BLA72] introduziu o princípio do controle por campo orientado abrindo caminho para a utilização do motor de indução em aplicações de alto desempenho dinâmico. O controle por campo orientado objetiva o desacoplamento dos controles de torque e fluxo do motor de indução. Com este desacoplamento, este pode ser operado a fluxo constante de forma análoga ao motor DC com excitação independente. Este desacoplamento é alcançado referenciando os controles de torque e fluxo em um sistema de coordenadas que está alinhado com o vetor fluxo do motor, conhecido como sistema de coordenadas de campo.

O controle por campo orientado foi implementado inicialmente com o uso de eletrônica analógica [BRA91]. O desenvolvimento das áreas de eletrônica de potência e microeletrônica tornaram disponíveis componentes mais poderosos, eficientes e de menor custo, possibilitando a implementação do controle por campo orientado a custos mais competitivos.

O controle por campo orientado pode ser classificado em direto e indireto de acordo com a informação utilizada para referenciar o controle ao sistema de coordenadas de campo. No controle por campo orientado direto, esta informação é obtida da medição direta da

posição angular do vetor fluxo por meio de sensores de fluxo adequadamente instalados no interior do motor. No controle por campo orientado indireto, esta informação é obtida pelo cálculo explícito do escorregamento do motor.

A dificuldade de medição do fluxo em baixas velocidades e a necessidade de uma construção particular do motor constituem os principais problemas do controle por campo orientado direto. Tais problemas têm garantido melhor aceitação do controle por campo orientado indireto, do qual resulta uma implementação mais simples e de menor custo.

O cálculo do escorregamento no controle por campo orientado indireto é dependente do conhecimento da constante de tempo rotórica do motor, parâmetro este que varia principalmente com a temperatura. Quando a constante de tempo rotórica não é exatamente conhecida, um erro é introduzido no cálculo do escorregamento, o que se traduz na perda da orientação de campo [KRI87, KHA87, NOR85]. Como consequência, erros de torque e fluxo são introduzidos em regime permanente e oscilações amortecidas aparecem nos transitórios destas variáveis. De uma forma geral, o desempenho do controle por campo orientado é degradado em função do erro introduzido pelo não conhecimento exato da constante de tempo rotórica do motor.

Técnicas que objetivam compensar estes efeitos com vistas a manter o desempenho do controle por campo orientado têm sido alvo de interesse de muitos pesquisadores. Basicamente, duas estratégias têm sido abordadas com maior ênfase: a identificação de parâmetros e o controle adaptativo por modelo de referência (MRAC).

Na identificação de parâmetros, a constante de tempo rotórica é determinada por meio de algum procedimento de identificação que se baseia, em geral, na introdução de uma perturbação na entrada do motor e na medição do efeito desta perturbação sobre o seu comportamento. No controle adaptativo por modelo de referência, o comportamento desejado para o motor de indução é estabelecido por um modelo denominado de modelo de referência. A constante de tempo rotórica é adaptada para que o comportamento real do motor de indução seja o mais próximo possível do comportamento estabelecido pelo modelo de referência.

Este trabalho avalia a aplicação do controle adaptativo por modelo de referência para adaptação de parâmetros no controle por campo orientado indireto do motor de indução.

No capítulo 1 são apresentados os princípios que constituem o controle por campo orientado do motor de indução. São analisados os métodos direto e indireto de implementação e são abordadas as principais estratégias existentes para controle da corrente.

No capítulo 2 são analisados os efeitos introduzidos pelo desconhecimento do valor

real da constante de tempo rotórica no desempenho do controle por campo orientado indireto. Este desempenho é considerado em termos das respostas transitória e de regime permanente do torque e do fluxo produzidos pelo motor. A análise é dividida em duas partes: análise em malha aberta, onde não é considerada a malha de controle de velocidade, e em malha fechada, onde esta é considerada.

No capítulo 3 são apresentados os conceitos básicos do controle adaptativo, em particular do controle adaptativo por modelo de referência, com o objetivo de dar suporte ao entendimento do trabalho.

No capítulo 4 é apresentada a estrutura de adaptação baseada no controle adaptativo por modelo de referência. Quatro modelos de referência propostos na literatura são apresentados: torque eletromagnético, tensão de eixo direto, tensão de eixo de quadratura e potência reativa. Para estes modelos, são desenvolvidas expressões que fornecem o erro de adaptação para a operação do motor em regime permanente. O erro de adaptação durante o estado transitório é analisado com auxílio de simulações. Alguns aspectos como convergência e dependência de parâmetros são considerados e os problemas relativos ao comportamento do erro de adaptação durante o estado transitório do motor são discutidos.

No capítulo 5 os modelos de referência tensão de eixo de quadratura e potência reativa são generalizados para representar corretamente o comportamento do motor de indução com campo orientado durante o estado transitório. Esta generalização é desenvolvida a partir de um modelo dinâmico, proposto neste trabalho, que representa com aceitável precisão tal comportamento do motor de indução. Uma análise semelhante à do capítulo 2 é desenvolvida neste caso.

No capítulo 6, a técnica de adaptação por meio do controle adaptativo por modelo de referência é aplicada em um controle de velocidade de um motor de indução. São apresentados resultados de simulação deste controle quando se utiliza a estratégia de adaptação MRAC e quando nenhuma estratégia de adaptação é considerada. Os resultados permitem comparar o desempenho do acionamento nestas situações.

No apêndice A, um desenvolvimento simplificado da modelagem do motor de indução é apresentado. Os diferentes modelos utilizados ao longo do trabalho são obtidos a partir do modelo físico do motor de indução.

No apêndice B são apresentados os modelos matemáticos utilizados nas simulações desenvolvidas neste trabalho.

No apêndice C são apresentados os parâmetros do motor de indução considerado neste trabalho.

Capítulo 1

Controle por Campo Orientado do Motor de Indução

1.1 Introdução

Sistemas eletromecânicos que exigem resposta rápida nos quatro quadrantes de operação com bom desempenho, inclusive próximo a velocidade zero, devem possuir o torque controlado sobre uma larga faixa de operação. Historicamente, o motor CC com excitação independente tem sido utilizado nestas situações, dada a facilidade no controle do torque através da corrente da armadura [NOV86].

Características como robustez, baixo custo e baixa necessidade de manutenção tornaram o motor de indução o mais atrativo para uso industrial. Contudo, a complexidade do controle limitou-o, num primeiro momento, a aplicações de baixo desempenho.

Felix Blaschke, 1972, [BLA72] introduziu os princípios teóricos que permitem o controle do motor de indução para aplicações de alto desempenho. Estes princípios formam a Teoria do *Controle por Campo Orientado*. A idéia central é o desacoplamento das componentes da corrente estatórica que produzem o fluxo e o torque do motor, permitindo, desta forma, o controle independente destas variáveis, de forma análoga ao motor CC com excitação independente.

Contudo, a implementação do Controle por Campo Orientado do motor de indução tornou-se factível somente com os avanços nas áreas de Eletrônica de Potência e Microeletrônica decorridos na última década. Os avanços na área de Eletrônica de Potência permitiram que componentes cada vez melhores e mais potentes ficassem disponíveis. Na área de Microeletrônica, a substituição do hardware pelo software vem permitindo a realização rápida de algoritmos de grande complexidade a custos baixos[LEO86].

Atualmente, várias implementações do controle vetorial por orientação de campo do motor de indução estão disponíveis a nível industrial. Contudo, problemas como a sensibilidade as variações paramétricas e técnicas de adaptação de parâmetros ainda são temas de pesquisas a nível mundial.

Neste capítulo são apresentados os princípios que fundamentam o Controle por Campo Orientado do motor de indução. Uma análise do desempenho dinâmico obtido por meio desta técnica é apresentada. Aspectos relacionados a implementação deste controle também são analisados.

1.2 Princípios de Controle Vetorial e Orientação de Campo

No motor CC (Corrente Contínua), o controle do torque é obtido pelo controle da amplitude da corrente de armadura. No motor de indução, este controle também é obtido pelo controle da corrente. Contudo, este controle deve ser tanto da *amplitude* como da *fase* desta, de onde se origina a denominação genérica de *Controle Vetorial* [NOV86].

No motor CC, o fluxo produzido pelo enrolamento de campo e a força magnetomotriz produzida pela armadura formam um ângulo espacial de 90 graus. Como resultado desta ortogonalidade, o fluxo produzido pelo enrolamento de campo, ignorando os efeitos não lineares, não é afetado pela corrente de armadura. Assim, o torque produzido pelo motor CC é dado por

$$T_e = K_t \phi_f I_a \quad (1.1)$$

onde o fluxo ϕ_f depende apenas da corrente de campo e K_t é uma constante. Tem-se então que, a fluxo constante, o torque produzido pelo motor CC é proporcional a corrente de armadura I_a . Este desacoplamento entre a corrente de campo e a corrente de armadura é consequência da ortogonalidade existente entre o fluxo produzido pela corrente de campo e a força magnetomotriz produzida pela corrente de armadura.

No motor de indução, os ângulos espaciais entre as vários campos variam com a carga (e também durante transitórios) produzindo interações que se manifestam como oscilações em sua resposta dinâmica. Sistemas de controle para máquinas CA (Corrente Alternada) que controlam estes ângulos são chamados de *Controladores de Ângulo* [NOV86]. No caso particular em que se objetiva estabelecer um ângulo de 90° entre componentes de campo especificamente escolhidas denomina-se de *Controle por Orientação de Campo* ou *Controle por Campo Orientado*. A denominação de Controle por Campo Orientado tem sido mais

utilizada na literatura nacional [GAR90, JAC90] e será, por este motivo, utilizada também neste trabalho.

O princípio da orientação de campo pode ser entendido a partir do modelo do motor de indução no sistema de coordenadas arbitrário¹. Este modelo é obtido através de uma mudança de variáveis aplicada sobre as relações tensão-corrente que descrevem o comportamento do motor visto como uma máquina simétrica idealizada composta por enrolamentos dispostos sobre o estator e o rotor, um para cada fase, que produzem fluxos de cuja interação é produzido o torque eletromagnético [REG, KRAUSE, BARBI]. Esta mudança de variáveis equivale a substituição do enrolamento trifásico por um enrolamento bifásico que produza exatamente a mesma distribuição de fluxo². O enrolamento bifásico é disposto em quadratura e referenciado por dois eixos conhecidos como eixo direto e eixo de quadratura.

O modelo do motor de indução no sistema de coordenadas arbitrário considera que o enrolamento bifásico em quadratura gira a uma velocidade angular arbitrária ω . O caso particular em que ω coincide com a velocidade angular da onda de fluxo do motor é denominado de sistema de coordenadas de campo. Neste caso, o fluxo pode ser visto como um vetor com componentes ao longo dos eixos direto e de quadratura. Particularmente, se o fluxo estiver alinhado com o eixo direto, então não haverá componente de fluxo ao longo do eixo de quadratura, ou seja, o fluxo será produzido apenas pelo enrolamento de eixo direto.

Para um observador situado sobre o sistema de coordenadas de campo, o controle da amplitude do fluxo consiste simplesmente em atuar sobre o eixo com o qual o mesmo está alinhado, no caso o eixo direto. Este é o princípio do controle por campo orientado. Os sinais de controle são determinados a partir do sistema de coordenadas de campo e posteriormente traduzidos para os sinais trifásicos reais aplicados ao motor. Esta tradução é possível desde que se conheça a posição angular do fluxo que se quer orientar.

Para o caso do motor de indução, tem sido abordadas a orientação do fluxo de estator, do fluxo de entreferro e do fluxo de rotor [HO88]. A orientação do fluxo de rotor tem sido enfaticamente abordada devido a sua simplicidade de implementação e principalmente pelos fatos que produz uma relação linear entre o torque e o escorregamento e apresenta bom desempenho dinâmico na resposta a comandos de torque [HO88].

Mais recentemente, tem sido utilizada a orientação do fluxo de estator obtendo-se desempenho comparável ao obtido com a orientação do fluxo de rotor. A principal vantagem desta técnica é a menor sensibilidade a variações paramétricas do motor. Entretanto, ela não produz uma relação linear entre o torque e o escorregamento além de apresentar

¹Uma descrição sucinta a cerca da modelagem do motor de indução pode ser encontrada no apêndice A

²Esta interpretação é válida desde que se assuma que o motor é alimentado por tensões simétricas.

maior complexidade de implementação, associada principalmente a necessidade de realizar operações de derivada [HO88].

A orientação do fluxo de entreferro apresenta as mesmas desvantagens da orientação do fluxo de estator sem, no entanto, apresentar suas vantagens. Não há, no conhecimento do autor, trabalhos recentes baseados nesta técnica.

Neste trabalho será considerada a orientação do fluxo de rotor, dadas as razões aqui mencionadas. Maiores informações a respeito da orientação do fluxo de estator podem ser obtidas em [HO88, XU91, XUE90, WIL91].

1.3 Orientação do Fluxo de Rotor

Para o leitor pouco familiarizado com o modelo do motor de indução é aconselhado referir-se ao apêndice A antes de prosseguir na leitura deste trabalho. O leitor interessado em um estudo mais aprofundado acerca da modelagem do motor de indução pode referir-se a [BARBI, KRAUSE, REG].

Para maior clareza da exposição, o modelo do motor de indução no sistema de coordenadas de campo é rerepresentado abaixo.

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (1.2)$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (1.3)$$

$$0 = R_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (1.4)$$

$$0 = R_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (1.5)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (1.6)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (1.7)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (1.8)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (1.9)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (1.10)$$

$$J p \omega_r = -B \omega_r + \frac{P}{2} (T_e - T_c) \quad (1.11)$$

A orientação do fluxo de rotor consiste em alinhar o vetor fluxo de rotor ao longo do eixo direto de tal forma que se possa escrever

$$\lambda_{dr}^e = \lambda_r^e \quad (1.12)$$

$$\lambda_{qr}^e = p\lambda_{qr}^e = 0 \quad (1.13)$$

O fato da componente de quadratura do fluxo de rotor λ_{qr}^e ser nula estabelece uma relação direta entre as componentes de quadratura das correntes de estator e rotor. De 1.8 segue que

$$i_{qs}^e = -\frac{L_r}{L_m} i_{qr}^e \quad (1.14)$$

O mesmo fato permite reduzir a equação do torque 1.10 a

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (1.15)$$

Das equações 1.5 e 1.9, utilizando 1.13, segue que

$$p\lambda_{dr}^e + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (1.16)$$

As equações 1.13, 1.15 e 1.16 determinam o comportamento do torque e do fluxo do motor quando o fluxo de rotor está orientado ao longo do eixo direto. Estas equações mostram que:

- O fluxo $\lambda_r^e = \lambda_{dr}^e$ depende unicamente da componente i_{ds}^e da corrente de estator (equação 1.16);
- Se o fluxo λ_r^e for constante, o torque eletromagnético é proporcional a componente i_{qs}^e (equação 1.15);

Isto significa que as componentes i_{ds}^e e i_{qs}^e da corrente de estator foram desacopladas nas componentes que produzem fluxo e torque no motor, respectivamente [NOV86]. De outra forma pode-se dizer que o fluxo produzido por i_{ds}^e não é afetado pela força magnetomotriz produzida pela componente i_{qs}^e . Esta situação é análoga ao motor CC onde i_{ds}^e cumpre o papel da corrente de campo e i_{qs}^e o da corrente de armadura.

Substituindo a condição 1.13 na equação 1.4, obtém-se que

$$\omega_{sl} \triangleq \omega_e - \omega_r = \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (1.17)$$

Esta expressão fornece o escorregamento ω_{sl} do motor quando o fluxo de rotor está orientado ao longo do eixo direto.

Utilizando a equação 1.15, chega-se a expressão

$$Te = \frac{P}{2} \frac{1}{R_r} (\lambda_{dr}^e)^2 \omega_{sl} \quad (1.18)$$

a qual mostra que, se o fluxo de rotor for constante, o torque eletromagnético é proporcional ao escorregamento do motor.

Ao longo deste trabalho, as expressões *campo orientado* e *orientação de campo* substituirão a orientação do fluxo de rotor.

1.4 Análise Dinâmica

No desenvolvimento desta seção será suposto possível controlar instantaneamente as correntes de alimentação do motor. Esta hipótese permite desconsiderar as equações referentes ao estator, equações 1.2 e 1.3, simplificando o modelo. Com isto, pode-se escrever o modelo do motor de indução com campo orientado como abaixo

$$p\lambda_{dr}^e + \frac{R_r}{L_r}\lambda_{dr}^e = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^e \quad (1.19)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (1.20)$$

$$Jp\omega_r + B\omega_r = \frac{P}{2}(T_e - T_c) \quad (1.21)$$

Este modelo está representado na figura 1.1 na forma de um diagrama de blocos.

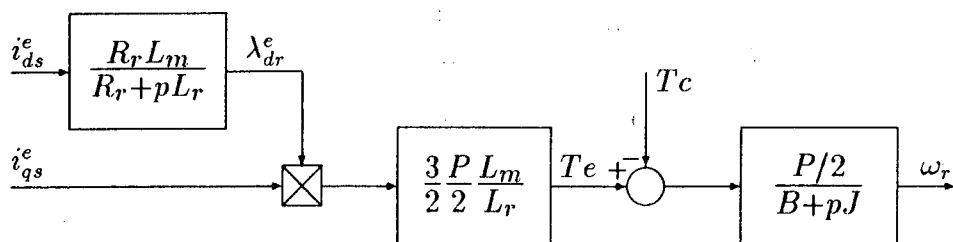


Figura 1.1: Modelo do motor de indução com campo orientado.

A análise deste modelo permite chegar-se as seguintes conclusões:

- A resposta do fluxo à corrente i_{ds}^e possui uma dinâmica de primeira ordem;
- A resposta do torque à corrente i_{qs}^e não possui dinâmica;
- É possível realizar o enfraquecimento de campo através do controle de i_{ds}^e ;
- Se o fluxo for constante, é possível controlar o torque, diretamente e instantaneamente, através de i_{qs}^e .

Nestas condições, o controle de torque ou de velocidade do motor de indução é análogo ao motor CC. A resposta de torque ao comando de i_{qs}^e é direta, sem dinâmica, o que demonstra o excelente desempenho dinâmico do motor com campo orientado.

Considerando a operação a fluxo constante ($i_{ds}^e = cte$), ou seja, $p\lambda_{dr}^e = 0$ obtém-se

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (1.22)$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (1.23)$$

$$p\omega_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{P}{2} \frac{1}{J} (Te - Tc) \quad (1.24)$$

Manter o fluxo constante objetiva maximizar a sensibilidade do torque as variações de corrente [NOV86]. Se o fluxo for constante, todo incremento na corrente será transformado, além das perdas, em um incremento no torque eletromagnético. Por esta razão, o motor de indução é geralmente operado a fluxo constante.

É importante ressaltar que os comandos de torque e fluxo considerados são as componentes de eixo direto e quadratura da corrente de estator. Isto pressupõe, como foi suposto inicialmente, que é possível controlar instantaneamente a corrente aplicada ao motor. Este aspecto será analisado no transcorrer deste capítulo.

1.5 Controle da Corrente

O controle da corrente aplicada ao motor de indução é obtido através do uso de inversores de corrente ou de inversores PWM ("Pulse Width Modulation") com realimentação de corrente.

1.5.1 Inversor de Corrente

A figura 1.2 ilustra o uso de um Inversor de Corrente - CSI - ("Current Source Inverter") para o controle da corrente aplicada ao motor de indução.

A malha de controle da amplitude da corrente no ramo CC, através do controle do ângulo de disparo dos tiristores do conversor CA-CC, permite o controle da amplitude da corrente aplicada ao motor [BOSE]. O controle da fase da corrente é obtido pelo controle do ângulo de disparo dos tiristores do inversor, como pode ser visto na figura. Embora este sistema seja simples e seguro, apresenta algumas limitações [BOSE, NOV86]:

1. enquanto são possíveis variações rápidas na fase da corrente, as variações na amplitude

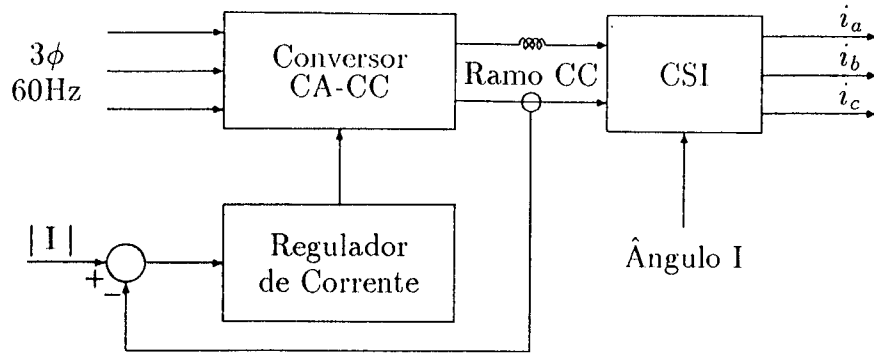


Figura 1.2: CSI operando como fonte de corrente trifásica controlada (CRCSI)

são lentas devido a presença do indutor no ramo CC;

2. a corrente no motor é aproximadamente uma onda quadrada, ao invés de senoidal. Esta forma de onda da corrente produz pulsações no torque que são mais evidentes quando o motor opera em baixas velocidades;
3. atrasos de comutação causam erros de fase que são tanto maiores quanto o forem a amplitude e a frequência da corrente.

Apesar destas limitações, este sistema encontra várias aplicações especialmente em motores de alta potência onde é possível a comutação pela carga [BOSE]. Além disso, existem técnicas que permitem a compensação destes problemas, embora impliquem em aumentos de custo e complexidade do sistema [BOSE].

O uso de um Inversor PWM convencional no controle da corrente do motor de indução está ilustrado na figura 1.3.

As correntes i_a^{ref} , i_b^{ref} e i_c^{ref} constituem referências para as correntes reais i_a , i_b e i_c . A diferença entre elas é utilizada para produzir os devidos sinais de controle da tensão aplicada ao motor através do inversor. Várias estratégias podem ser utilizados para o controle da corrente, talvez a mais simples seja o uso do próprio sinal de erro com alguma histerese [NOV86]. Outras técnicas como o controle por histerese vetorial, por controladores tipo PI e por controladores preditivos permitem um melhor desempenho [JAC90]. Técnicas que se utilizam do controle por estrutura variável com modos deslizantes permitem um controle mais rápido da corrente [CUC90]. A figura 1.4 ilustra a forma de onda produzida utilizando um controlador por histerese. Utilizando uma frequência de chaveamento relativamente alta pode-se obter mudanças rápidas tanto de amplitude como de fase da corrente chegando-se ao seguimento de referências senoidais de corrente, como ilustra a figura.

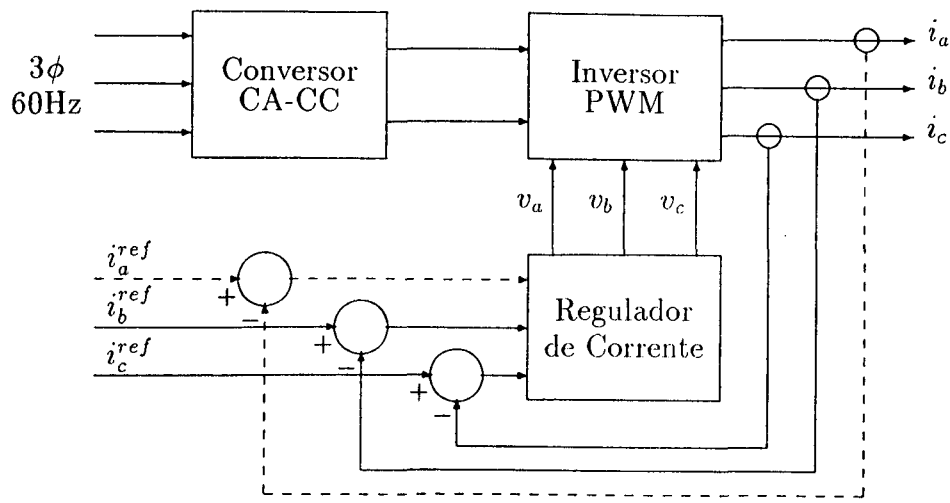


Figura 1.3: Inversor PWM com controle de corrente (CRPWM)

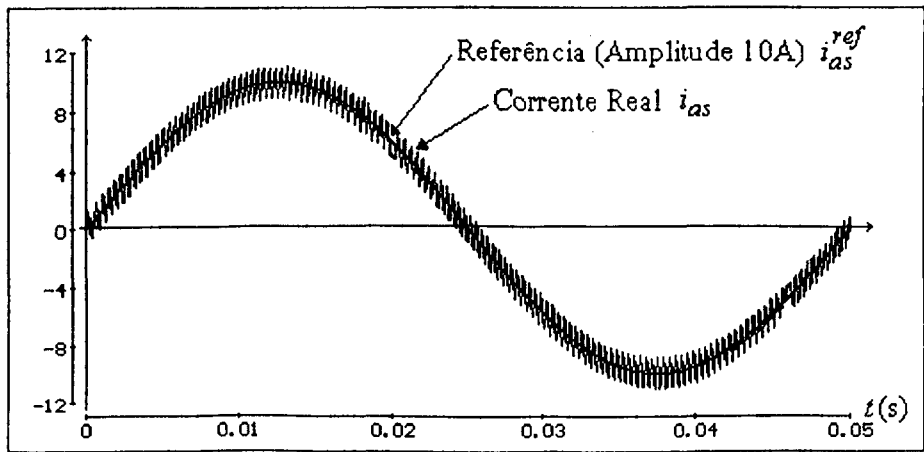


Figura 1.4: Forma de onda da resposta, a uma referência senoidal, do CRPWM com controle por histerese.

Um dos problemas desta técnica é a necessidade de medição da corrente em toda a faixa de frequência da alimentação do motor (incluindo CC), o que exige sensores mais sofisticados. São necessários pelo menos dois sensores de corrente para permitir seu controle.

1.6 Implementação

A implementação do controle por campo orientado consiste em produzir, de alguma forma, a orientação do fluxo de rotor ao longo do eixo direto do sistema de coordenadas de campo.

Os métodos de implementação do controle por campo orientado são classificados em direto e indireto de acordo com a forma com que este alinhamento é produzido. Embora na literatura exista uma divergência em relação a esta classificação no que concerne a quais estratégias pertencem a qual método, será adotada neste trabalho a classificação seguinte.

São considerados métodos diretos aqueles em que alguma informação da posição angular do fluxo de rotor é utilizada no controle, seja ela obtida por meio de medição direta ou indireta do fluxo de rotor, seja por observação ou por estimação. São considerados métodos indiretos aqueles em que a orientação de campo é produzida sem informação diretamente relacionada com a posição angular do fluxo de rotor.

1.6.1 Controle por Campo Orientado Direto

A figura 1.5 mostra graficamente o significado da orientação do fluxo de rotor ao longo do eixo direto do sistema de coordenadas de campo. O ângulo θ_e é o ângulo formado pelo sistema de coordenadas de campo em relação ao sistema de coordenadas estacionário (fixo no estator). Para produzir o alinhamento do fluxo λ_r^s ao longo do eixo direto, basta fazer este ângulo igual ao ângulo formado pelo vetor λ_r^s em relação ao sistema de coordenadas estacionário θ_{rf} .

A maneira mais natural de produzir este alinhamento, é a medição direta da posição angular do fluxo λ_r^s em relação ao sistema de coordenadas estacionário, donde provém o nome do método.

A figura 1.6 ilustra em diagrama de blocos a forma básica de implementação deste método. As componentes λ_{dr}^s e λ_{qr}^s do fluxo de rotor são obtidas a partir da medição do fluxo de entreferro em dois pontos em quadratura com uma posterior correção para o fluxo de dispersão de rotor. A partir destas, o ângulo θ_{rf} é obtido diretamente.

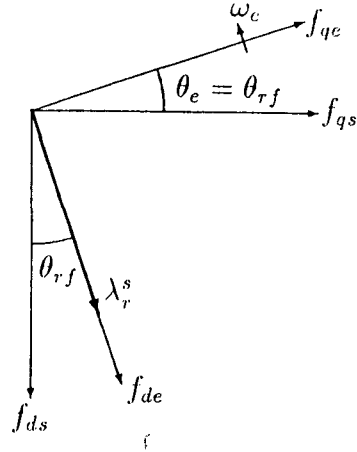


Figura 1.5: Representação espacial da orientação do fluxo de rotor

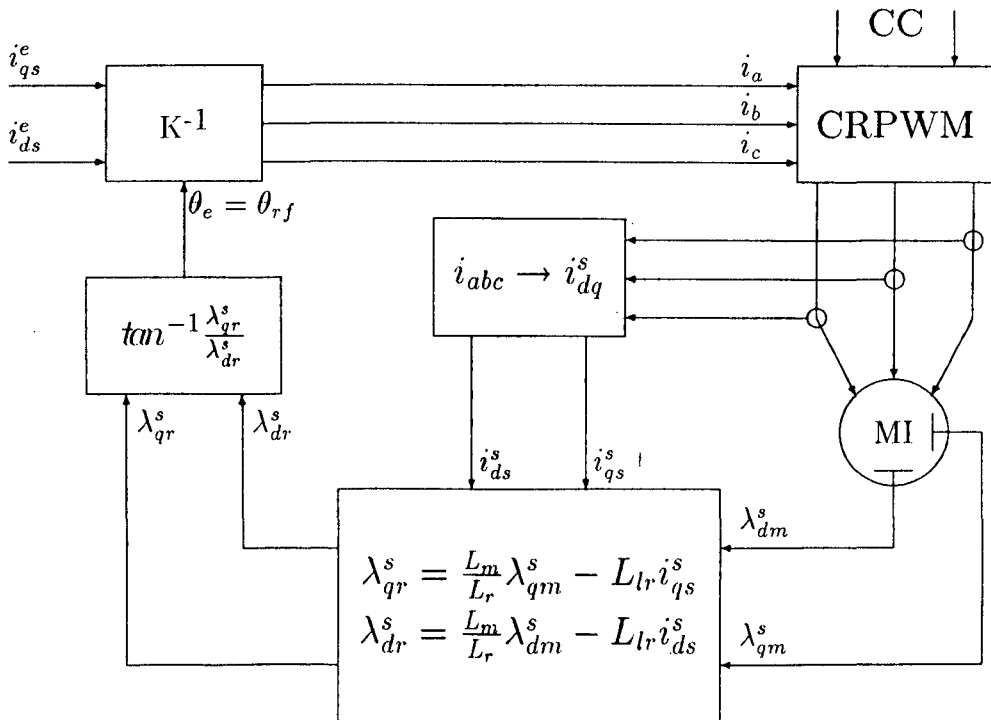


Figura 1.6: Diagrama de blocos do controle por campo orientado direto

A medição do fluxo de entreferro é feita através de sensores de efeito Hall ou bobinas sensoras de fluxo[NOV86]. Esta medição constitui o principal problema do método, pois exige a colocação de sensores internamente ao motor. Tal fato leva a necessidade de uma construção especial dele, o que implica no aumento de seu custo final. No caso das bobinas sensoras de fluxo, é ainda necessário integrar sinais de baixa frequência (na região de baixa velocidade de operação), o que limita a faixa de velocidade de operação do motor.

Como forma de resolver tal problema, pode ser aplicada uma técnica de obtenção do fluxo de rotor a partir da medição das tensões e correntes terminais do motor. Esta técnica consiste na determinação dos fluxos de rotor através das equações[NOV86]

$$p\lambda_{qs}^s = v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s \quad (1.25)$$

$$p\lambda_{ds}^s = v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s \quad (1.26)$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs}^s - L_\sigma i_{qs}^s) \quad (1.27)$$

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^s - L_\sigma i_{ds}^s) \quad (1.28)$$

Embora não exija uma construção especial do motor, esta técnica apresenta problemas relacionados a dependência de parâmetros do motor e da necessidade de integração de sinais de baixa frequência. Como resultado, temos uma limitação na faixa de velocidade de operação do motor.

Mais recentemente, técnicas que utilizam observadores de estado têm sido utilizadas com algum sucesso com o finalidade de obter as informações de magnitude e posição angular do fluxo de rotor [NIL89, ATK91].

1.6.2 Controle por Campo Orientado Indireto

No método direto, a medida do ângulo θ_{rf} assegura a orientação de campo e, por consequência, assegura que a relação 1.17, que fornece o escorregamento do motor, é satisfeita a todo instante. Contudo, a relação 1.17 também é condição suficiente para a orientação de campo, isto é, se esta relação for satisfeita, então o fluxo λ_r^s estará alinhado com o eixo direto [NOV86].

O método indireto faz uso deste fato e utiliza a relação 1.17 como parte do controlador para determinar o ângulo θ_e . A figura 1.7 mostra o diagrama de blocos básico da implementação deste método, utilizando um CRPWM.

A principal vantagem do método indireto é que ele dispensa a medida ou estimação do ângulo do fluxo de rotor θ_{rf} . Ele produz o alinhamento do fluxo de forma indireta, sem

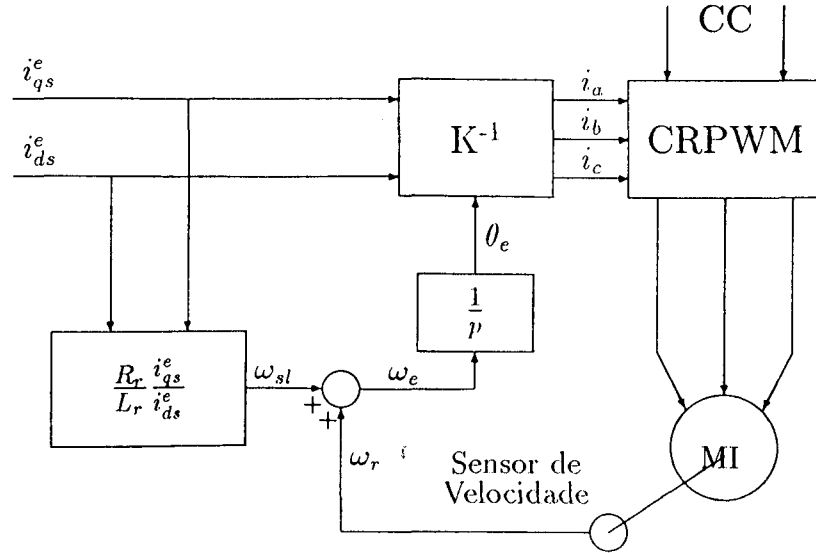


Figura 1.7: Diagrama de blocos do controle por campo orientado indireto

necessidade do conhecimento da posição angular de λ_r^s .

Sua principal desvantagem está associada à equação 1.17, a qual mostra que o cálculo do escorregamento é dependente da constante de tempo rotórica do motor, parâmetro que varia principalmente com a temperatura do rotor e com o nível de saturação do meio magnético [KRI87].

1.7 Controle por Tensão

O controle por campo orientado como apresentado até aqui faz uso do controle da corrente aplicada ao motor. Entretanto, é possível realizar a orientação de campo por meio do controle das tensões aplicadas ao motor. Para isto, é necessário desacoplar as tensões de forma a permitir o controle independente do fluxo e do torque produzidos pelo motor [HAR85].

A principal vantagem desta implementação é a menor sensibilidade a variações na constante de tempo rotórica quando comparada com a implementação com controle da corrente [HAR85]. Entretanto, esta implementação não é muito utilizada devido a necessidade de desacoplar as componentes de eixo direto e quadratura da tensão de estator, fato que introduz a dependência de outros parâmetros do motor além da necessidade de medir outras variáveis [NOV86].

1.7.1 Desacoplamento das Tensões

O desacoplamento das tensões é necessário para permitir o controle independente do torque e do fluxo do motor através das componentes de eixo direto e quadratura da tensão de estator.

Utilizando as equações 1.6 a 1.9 pode-se obter

$$\lambda_{qs}^e = L_\sigma i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \quad (1.29)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_\sigma i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (1.30)$$

Levando as equações 1.29 e 1.30 nas equações das tensões de estator, 1.2 e 1.3, obtém-se

$$v_{qs}^e = (R_s + pL_\sigma) i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{qr}^e + \omega_e (L_\sigma i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e) \quad (1.31)$$

$$v_{ds}^e = (R_s + pL_\sigma) i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{dr}^e - \omega_e (L_\sigma i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e) \quad (1.32)$$

Definindo as novas variáveis

$$v_{qs}^{e'} = (R_s + pL_s) i_{qs}^e \quad (1.33)$$

$$v_{ds}^{e'} = (R_s + pL_s) i_{ds}^e \quad (1.34)$$

obtem-se as seguintes equações

$$v_{qs}^e = v_{qs}^{e'} + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{qr}^e + \omega_e (L_\sigma i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e) \quad (1.35)$$

$$v_{ds}^e = v_{ds}^{e'} + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{dr}^e - \omega_e (L_\sigma i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e) \quad (1.36)$$

As variáveis $v_{qs}^{e'}$ e $v_{ds}^{e'}$, assim definidas, controlam independentemente i_{qs}^e e i_{ds}^e , respectivamente. As tensões v_{qs}^e e v_{ds}^e , que serão aplicadas ao motor, são obtidas das equações 1.35 e 1.36. Desta forma, $v_{ds}^{e'}$ e $v_{qs}^{e'}$ são responsáveis pela produção de fluxo e torque no motor, respectivamente. É importante ressaltar que o desacoplamento das tensões é dependente de parâmetros do motor, bem como necessita do conhecimento do fluxo de rotor para sua implementação.

Sob orientação de campo e fluxo constante, tem-se

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m}{R_s} v_{ds}^{e'} \quad (1.37)$$

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{v_{qs}^{e'}}{v_{ds}^{e'}} \quad (1.38)$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \frac{\lambda_{dr}^e v_{ds}^{e'}}{R_s + pL_\sigma} \quad (1.39)$$

É importante notar que, mesmo operando com fluxo constante, a resposta de torque ao comando de $v_{qs}^{e'}$ possui uma dinâmica de primeira ordem correspondente a constante de tempo L_σ/R_s , diferentemente do controle por corrente.

1.7.2 Implementação

A figura 1.8 apresenta o diagrama de blocos da implementação do controle por campo orientado indireto com atuação pela tensão de estator. O desacoplamento das tensões, ilustrado na figura, despreza os termos derivativos relacionados ao fluxo de rotor.

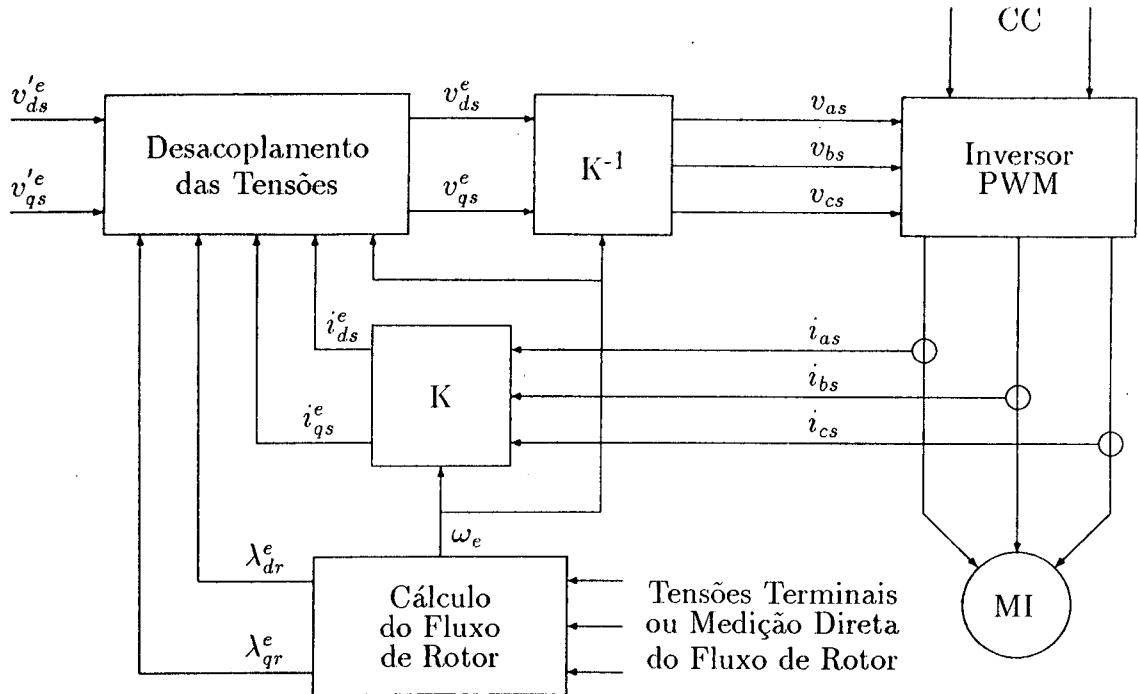


Figura 1.8: Diagrama de blocos do controle por campo orientado indireto - Atuação pela tensão de estator (Inversor PWM)

1.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos do controle por campo orientado do motor de indução. Foram apresentadas as técnicas mais comuns de controle da corrente baseadas no inversor de corrente (CSI) e no inversor PWM (CRPWM).

No que concerne a implementação do controle por campo orientado, foram discutidos os métodos direto e indireto, evidenciando as principais vantagens e desvantagens de cada

um.

Por fim, foi apresentado o desacoplamento das tensões que permite a implementação do controle por campo orientado através da atuação nas tensões terminais do motor.

O controle por campo orientado indireto possui como principal vantagem a não necessidade de medição ou estimação da posição angular do fluxo de rotor para realizar a orientação de campo. Esta é obtida através do cálculo do escorregamento a partir dos comandos de i_{qs}^e e i_{ds}^e . Este cálculo também envolve alguns parâmetros do motor que, no caso de considerar-se o fluxo constante, se resumem as resistência e indutância de rotor. A resistência de rotor é o parâmetro que mais varia em função da grande variação de temperatura do rotor. No próximo capítulo, são analisados os efeitos introduzidos pelo não conhecimento exato destes parâmetros no desempenho do controle por orientação de campo.

Capítulo 2

Efeitos da Variação de Parâmetros

2.1 Introdução

O Controle por Campo Orientado Indireto é vantajoso frente ao Direto pelo fato de não necessitar da medição ou estimação da posição angular do fluxo de rotor. Isto lhe assegura maior simplicidade de implementação além de, e até por consequência, menor custo.

A orientação do fluxo de rotor é assegurada pelo cálculo do escorregamento a partir das componentes de torque e fluxo da corrente de estator. Este cálculo envolve os parâmetros indutância e resistência de rotor que variam em função, principalmente, da saturação do meio magnético e da temperatura do rotor, respectivamente [KRI87].

A dependência destes parâmetros constitui a maior deficiência do controle por campo orientado indireto. A busca de soluções para este problema é motivada pelas vantagens que este método apresenta sobre o direto, destacando-se as supracitadas e o fato que o método direto também é dependente de certos parâmetros do motor.

Este capítulo analisa os efeitos que a variação destes parâmetros introduz no desempenho do controle por campo orientado indireto do motor de indução. A análise é conduzida pelo equacionamento das respostas de torque e fluxo quando é suposto o não conhecimento do valor real destes parâmetros. São considerados separadamente os casos com e sem controle de velocidade. Em ambos os casos, a análise é dividida nas situações de regime permanente e de estado transitório.

O capítulo também apresenta uma análise qualitativa do efeito da variação de parâmetros sobre as perdas associadas ao motor. A saturação magnética é considerada sucintamente.

O desenvolvimento deste capítulo considera a imposição ideal de correntes, ou seja,

que as correntes reais no motor coincidem exatamente com suas respectivas referências.

2.2 Controle por Campo Orientado em Sintonia

O termo *sintonia* será utilizado para denominar a situação em que o escorregamento de controle ω_{sl}^c realmente produz a orientação do fluxo de rotor. Isto equivale a dizer que os parâmetros e variáveis envolvidas no cálculo de ω_{sl}^c são conhecidos exatamente.

O escorregamento de controle ω_{sl}^c é obtido de 1.17 substituindo-se os parâmetros e variáveis do motor pelos parâmetros e variáveis de controle equivalentes. Disto resulta

$$\omega_{sl}^c = \frac{R_r^c L_m^c \frac{i_{qs}^{ec}}{L_r^c \lambda_{dr}^{ec}}}{\tau_r^c \lambda_{dr}^{ec}} = \frac{L_m^c \frac{i_{qs}^{ec}}{\tau_r^c \lambda_{dr}^{ec}}}{\lambda_{dr}^{ec}} \quad (2.1)$$

Considerando que o fluxo de rotor λ_{dr}^{ec} é constante, a equação 2.1 reduz-se a

$$\omega_{sl}^c = \frac{R_r^c \frac{i_{qs}^{ec}}{L_r^c \lambda_{ds}^{ec}}}{\tau_r^c \lambda_{ds}^{ec}} = \frac{1}{\tau_r^c} \frac{i_{qs}^{ec}}{i_{ds}^{ec}} \quad (2.2)$$

Se o parâmetro de controle τ_r^c coincide com o valor real da constante de tempo rotórica τ_r , ou seja,

$$\tau_r^c = \tau_r \quad (2.3)$$

então o sistema opera em sintonia e o escorregamento é dado por

$$\omega_{sl}^* = \omega_{sl}^c = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (2.4)$$

Nesta situação, o fluxo e o torque do motor são dados por

$$\lambda_r^{e*} = L_m i_{ds}^e \quad (2.5)$$

$$Te^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (2.6)$$

As equações 2.5 e 2.6 descrevem o comportamento do fluxo de rotor e do torque eletromagnético quando o motor opera em sintonia e com fluxo constante, tanto em regime permanente como em estado transitório. Elas serão utilizadas como parâmetro de comparação para análise do desempenho do controle por campo orientado indireto fora de sintonia.

2.3 Controle por Campo Orientado Fora de Sintonia

Quando o valor real da constante de tempo rotórica não for exatamente conhecido, o escorregamento obtido por 2.2 não corresponde ao que produz a orientação do fluxo de

rotor. Como consequência, a orientação de campo não é obtida e diz-se que o motor opera *fora de sintonia*.

Neste caso, τ_r^c pode ser escrito como

$$\tau_r^c = \frac{\tau_r}{x} \quad (2.7)$$

onde x representa a relação entre o valor real e o valor conhecido da constante de tempo rotórica. Como x está relacionado a constante de tempo rotórica, ele considera o erro envolvido no conhecimento do valor real tanto da resistência como da indutância de rotor.

De 2.2 obtém-se diretamente a relação entre o escorregamento imposto pelo controle ω_{sl}^c e aquele que produziria a orientação do fluxo de rotor ω_{sl}^* .

$$\omega_{sl}^c = \frac{x}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} = x \omega_{sl}^* \quad (2.8)$$

Com esta formulação, x representa o erro de escorregamento introduzido pelo fato do valor conhecido da constante de tempo de rotor não corresponder ao seu valor real. É importante lembrar que é suposta imposição ideal de correntes, sendo válida, portanto, a igualdade $\omega_{sl} = \omega_{sl}^c$.

Esta formulação permite analisar comparativamente o desempenho do controle por campo orientado em sintonia e fora de sintonia através da obtenção de expressões para as grandezas de interesse em função do erro de escorregamento x . A situação de sintonia fica representada por $x = 1$.

2.3.1 Análise em Malha Aberta

O termo *malha aberta* será utilizado neste trabalho para referenciar o controle por campo orientado no qual não existe uma malha externa de controle de velocidade.

A figura 2.1 ilustra, em diagrama de blocos, o controle por campo orientado indireto em malha aberta. As correntes i_{ds}^c e i_{qs}^c constituem os comandos de fluxo e torque do motor, respectivamente. Como é suposta imposição ideal de correntes, o equacionamento será apresentado em termos das variáveis do motor, ao invés das do controle.

O propósito da análise é determinar qual a relação existente entre o torque produzido pelo motor quando em sintonia e aquele produzido quando fora de sintonia, mantidas as mesmas correntes de controle i_{ds}^c e i_{qs}^c . O mesmo é pretendido em relação ao fluxo de rotor.

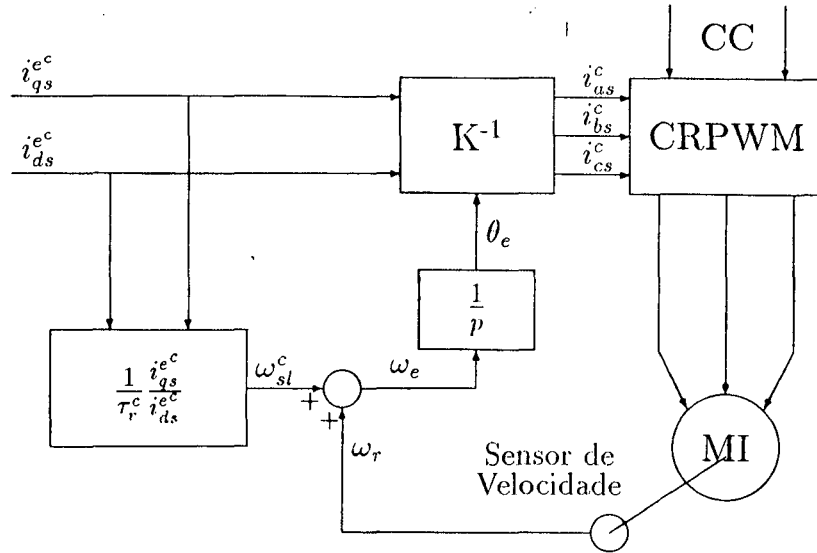


Figura 2.1: Controle por Campo Orientado Indireto em Malha Aberta.

Análise em Regime Permanente

Supondo imposição ideal de corrente, o modelo do motor de indução no sistema de coordenadas de campo, equações 1.2 a 1.11, reduz-se a

$$p\lambda_{qr}^e = -\frac{1}{\tau_r}\lambda_{qr}^e - \omega_{sl}\lambda_{dr}^e + \frac{L_m}{\tau_r}i_{qs}^e \quad (2.9)$$

$$p\lambda_{dr}^e = -\frac{1}{\tau_r}\lambda_{dr}^e + \omega_{sl}\lambda_{qr}^e + \frac{L_m}{\tau_r}i_{ds}^e \quad (2.10)$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (2.11)$$

$$p\omega_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{P}{2J}(Te - Tc) \quad (2.12)$$

Em regime permanente, as componentes de eixo direto e quadratura do fluxo de rotor são dadas por

$$\lambda_{qr}^e + \tau_r \omega_{sl} \lambda_{dr}^e = L_m i_{qs}^e \quad (2.13)$$

$$\lambda_{dr}^e - \tau_r \omega_{sl} \lambda_{qr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (2.14)$$

Resolvendo para as componentes de eixo direto e quadratura do fluxo de rotor, obtém-se

$$\lambda_{qr}^e = \frac{L_m i_{ds}^e}{1 + (\tau_r \omega_{sl})^2} (i_{qs}^e / i_{ds}^e - \tau_r \omega_{sl}) \quad (2.15)$$

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m i_{ds}^e}{1 + (\tau_r \omega_{sl})^2} (1 + \tau_r \omega_{sl} i_{qs}^e / i_{ds}^e) \quad (2.16)$$

Substituindo ω_{sl} pelo escorregamento de controle ω_{sl}^e , dado pela equação 2.8, e utilizando 2.4, obtém-se

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{ds}^e \frac{(1-x)i_{qs}^e/i_{ds}^e}{1+(xi_{qs}^e/i_{ds}^e)^2} \quad (2.17)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \frac{1+x(i_{qs}^e/i_{ds}^e)^2}{1+(xi_{qs}^e/i_{ds}^e)^2} \quad (2.18)$$

As equações 2.17 e 2.18 descrevem o comportamento de λ_{qr}^e e λ_{dr}^e em função do erro de escorregamento x e das componentes de eixo direto e quadratura da corrente de estator. Note-se que para $x = 1$ estas se reduzem as equações 1.13 e 1.22.

Levando estes resultados na equação 2.11 e utilizando a relação

$$\lambda_r^e = \sqrt{(\lambda_{dr}^e)^2 + (\lambda_{qr}^e)^2}$$

obtem-se as expressões para o fluxo de rotor e para o torque eletromagnético em função do erro de escorregamento x . Assim,

$$\frac{\lambda_r^e}{\lambda_r^{e*}} = \sqrt{\frac{1+(i_{qs}^e/i_{ds}^e)^2}{1+(xi_{qs}^e/i_{ds}^e)^2}} \quad (2.19)$$

$$\frac{Te}{Te^*} = \frac{x[1+(i_{qs}^e/i_{ds}^e)^2]}{1+(xi_{qs}^e/i_{ds}^e)^2} \quad (2.20)$$

É importante notar que estas relações independem de quaisquer parâmetros do motor, sendo portanto universais, ou seja, válidas para todos os motores.

As equações 2.19 e 2.20 evidenciam que os erros de torque e fluxo dependem da relação i_{qs}^e/i_{ds}^e . Esta é a relação entre as componentes de torque e de fluxo da corrente do estator e, por isto, reflete a situação de carga do motor. Quanto maior a torque exigido do motor, maior será a relação i_{qs}^e/i_{ds}^e .

A figura 2.2 mostra graficamente a razão Te/Te^* em função do erro de escorregamento x . A figura 2.3 faz o mesmo para o fluxo λ_r^e .

Analizando estes gráficos pode-se verificar que quanto maior a relação i_{qs}^e/i_{ds}^e maior será o erro de torque o de fluxo para um mesmo erro de escorregamento x . Isto ocorre porque, operando fora de sintonia, o desacoplamento das componentes i_{ds}^e e i_{qs}^e é perdido, significando que ambas produzem tanto torque quanto fluxo. Para um dado erro de escorregamento x , a influência de i_{qs}^e sobre o fluxo de rotor será tanto maior quanto maior for sua magnitude comparativamente a magnitude de i_{ds}^e . Esta influência, se por um lado é positiva ($x < 1$ - aumenta o fluxo), pelo outro é negativa ($x > 1$ - diminui o fluxo).

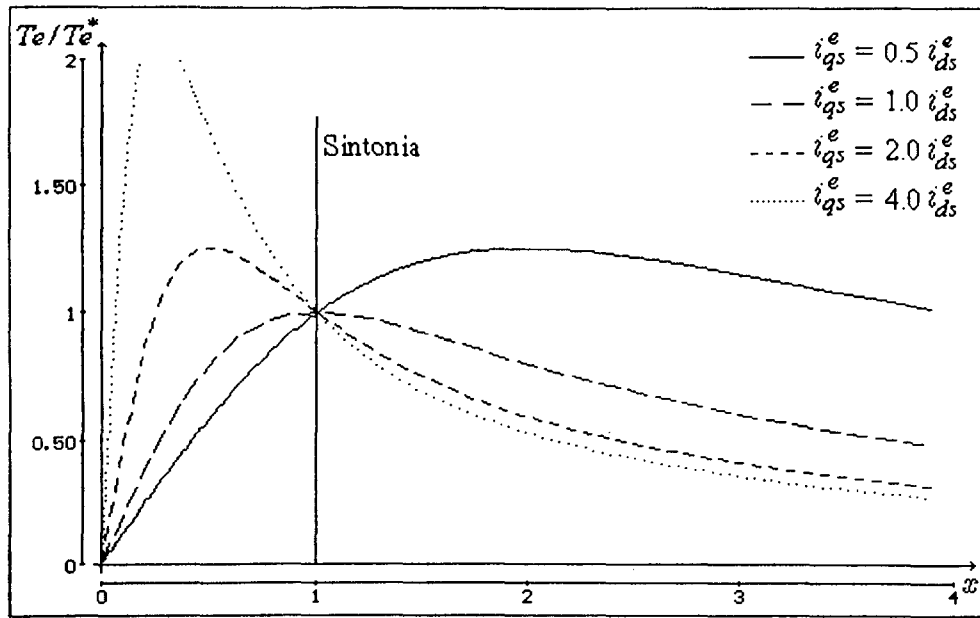


Figura 2.2: Característica de Torque em Operação Fora de Sintonia em Malha Aberta

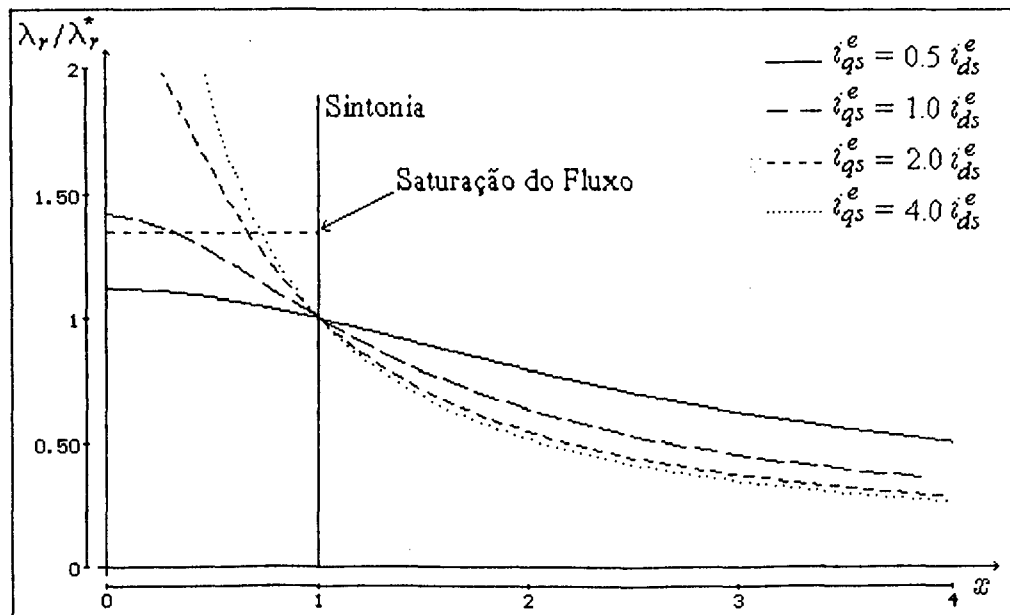


Figura 2.3: Característica de Fluxo em Operação Fora de Sintonia em Malha Aberta

A operação com valores pequenos de i_{qs}^e/i_{ds}^e resulta em uma menor sensibilidade do torque e principalmente do fluxo ao erro de escorregamento. Este fato permite dizer que [NOV90]:

1. Máquinas de alta potência, que inerentemente possuem uma maior reatância de magnetização e, por consequência, uma menor corrente de magnetização, são mais sensíveis a este erro que as de baixa potência;
2. Como a corrente de magnetização aumenta com o número de pólos, máquinas com um grande número de pólos são inerentemente menos sensíveis a este erro;
3. Para uma dada máquina, a sensibilidade ao erro de escorregamento é maior quando operada na região de enfraquecimento de campo, devido a redução da componente i_{ds}^e e o conseqüente aumento da relação i_{qs}^e/i_{ds}^e .

Análise em Estado Transitório

A figura 2.4 ilustra o diagrama de blocos da malha de fluxo de rotor do motor de indução descrita pelas equações 2.9 e 2.10.

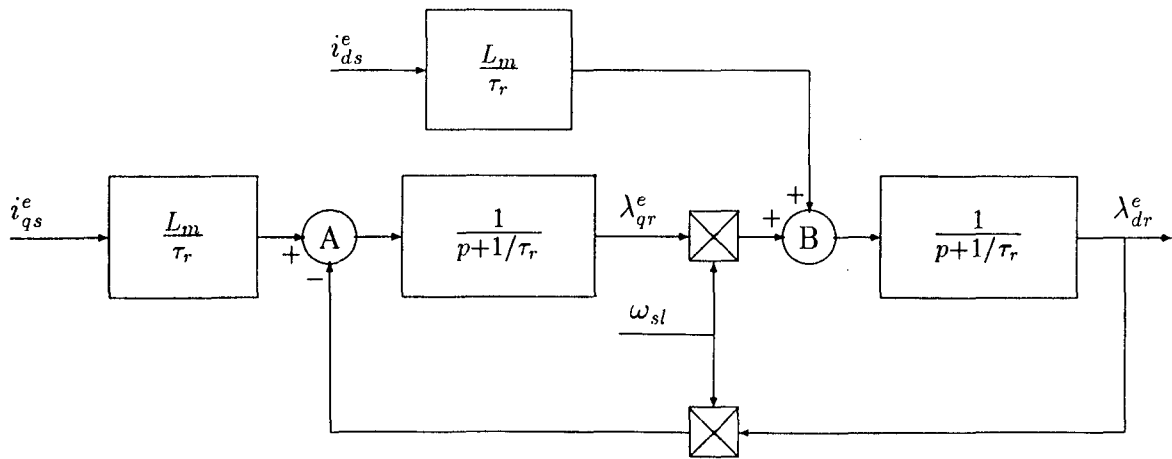


Figura 2.4: Diagrama de Blocos da Malha de Fluxo de Rotor

Na situação de sintonia, ω_{sl} é calculado a cada instante para cancelar o efeito de i_{qs}^e no nó A do diagrama de blocos, de forma que tudo se passa como se a entrada i_{qs}^e não existisse. Assim, λ_{dr}^e é determinado por i_{ds}^e enquanto que λ_{qr}^e é sempre nulo, a menos de alguma condição inicial que, se existir, convergirá para zero ao longo do tempo.

Entretanto, se for cometido algum erro no cálculo de ω_{sl} , o efeito de i_{qs}^e no nó A não será exatamente cancelado. Assim, uma dinâmica será introduzida no fluxo de eixo de quadratura λ_{qr}^e e, por conseqüência, também em λ_{dr}^e . O fato de i_{qs}^e introduzir alguma dinâmica no fluxo de rotor, significa que o desacoplamento entre as componentes de eixo direto e quadratura da corrente de estator foi perdido, ou seja, que o sistema opera fora de sintonia.

O comportamento do fluxo de rotor como função de i_{qs}^e , nesta situação, pode ser analisado, de forma aproximada, através da linearização da malha de fluxo em torno de um dado ponto de operação. Considerando i_{ds}^e constante e um ponto de operação definido por

$$i_{ds}^e = i_{ds}^o \quad (2.21)$$

$$i_{qs}^e = i_{qs}^o \quad (2.22)$$

$$\lambda_{dr}^e = \lambda_{dr}^o \quad (2.23)$$

$$\lambda_{qr}^e = \lambda_{qr}^o \quad (2.24)$$

a função de transferência $\Delta\lambda_r^e(s)/\Delta i_{qs}^e(s)$, obtida através da Transformada de Laplace, pode ser escrita como

$$\frac{\Delta\lambda_r^e(s)}{\Delta i_{qs}^e(s)} = \frac{k}{q} \frac{s + z}{s^2 + \frac{2}{\tau_r}s + \frac{1}{\tau_r^2} + \omega_{sl}^o} \quad (2.25)$$

onde

$$k = x\lambda_{qr}^o + (x\lambda_{dr}^o - L_m i_{ds}^o) \quad (2.26)$$

$$q = \tau_r i_{ds}^o \sqrt{\lambda_{dr}^o{}^2 + \lambda_{qr}^o{}^2} \quad (2.27)$$

$$z = \frac{1}{k} \left\{ x\lambda_{qr}^o \left(\omega_{sl}^o - \frac{1}{\tau_r} \right) - (L_m i_{ds}^o - x\lambda_{dr}^o) \left(\omega_{sl}^o + \frac{1}{\tau_r} \right) \right\} \quad (2.28)$$

$$\omega_{sl}^o = x \frac{1}{\tau_r i_{ds}^o} i_{qs}^o \quad (2.29)$$

A análise desta função de transferência revela que

- A resposta transitória do fluxo à corrente i_{qs} na operação fora de sintonia possui uma dinâmica de segunda ordem onde a frequência natural e o amortecimento são dependentes do erro de escorregamento x . Quanto maior o erro, maior a frequência natural e menor o amortecimento;
- Como seria de se esperar, a transferência é nula quando em sintonia, pois tanto k quanto z são nulos nesta situação.

O comportamento do fluxo de rotor λ_r^e em resposta a degraus de i_{qs}^e para vários valores de x está ilustrada na figura 2.5. Nesta simulação é considerado o modelo não-linear

do motor de indução. Pode-se observar que o comportamento obtido da simulação é coerente com o predito pela equação 2.25, apresentando oscilações amortecidas e erro em regime permanente em relação ao valor do fluxo de sintonia.

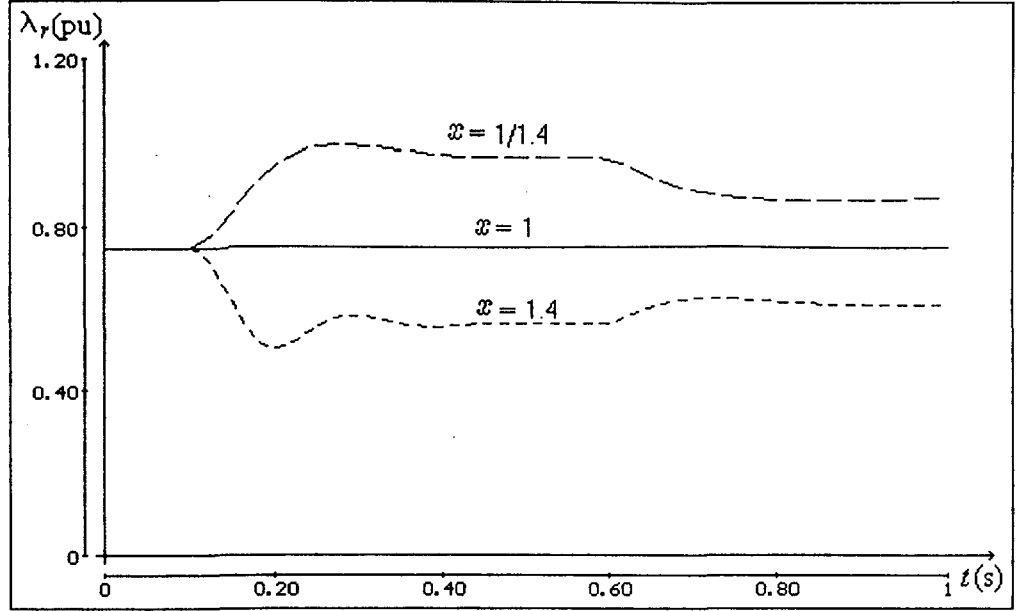


Figura 2.5: Fluxo de rotor λ_r^e para um degrau de i_{qs}^e aplicado em 0.1s com amplitude $2i_{ds}^e$ e reduzido para i_{ds}^e em 0.6s. Fluxo em sintonia igual ao fluxo nominal.

Uma análise semelhante pode ser conduzida para determinar o comportamento do torque eletromagnético em função do erro de escorregamento. Considerando a mesma linearização anterior, a função de transferência $\Delta Te(s)/\Delta i_{qs}^e(s)$ é dada por [NOR85]

$$\frac{\Delta Te(s)}{\Delta i_{qs}^e(s)} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^o \frac{s^2 + a_1 s + a_2}{s^2 + \frac{2}{\tau_r} s + \frac{1}{\tau_r^2} + \omega_{sl}^2} \quad (2.30)$$

onde

$$a_1 = \frac{1}{\tau_r \lambda_{dr}^o} (2\lambda_{dr}^o + \omega_{sl}^o \lambda_{qr}^o \tau_r - L_m i_{ds}^o + x \lambda_{dr}^o) \quad (2.31)$$

$$a_2 = \frac{\omega_{sl}^o}{\tau_r \lambda_{dr}^o} (L_m i_{qs}^o + \lambda_{qr}^o + x \lambda_{qr}^o) + \frac{1}{\tau_r^2 \lambda_{dr}^o} (\lambda_{dr}^o - L_m i_{ds}^o + x \lambda_{dr}^o) \quad (2.32)$$

$$(2.33)$$

A análise da equação 2.30 revela que

- A função de transferência possui um par de pólos complexos conjugados com parte real dada por $-1/\tau_r$ e parte imaginária dependente do erro de escorregamento;

- Possui também um par de zeros complexos conjugados que dependem do erro de escorregamento, do ponto de operação considerado e de alguns parâmetros do motor;
- Na situação de sintonia, o par de zeros cancela exatamente o par de pólos, de forma que a transferência de Δi_{qs}^e para o torque não possui dinâmica;
- Quando fora de sintonia, o par de zeros não cancela o par de pólos, de forma que uma dinâmica de segunda ordem é introduzida na resposta de torque à corrente i_{qs}^e .

A figura 2.6 ilustra o comportamento do torque eletromagnético em resposta a degraus de i_{qs}^e para valores distintos de erro de escorregamento x obtidos pela simulação do modelo não-linear do motor de indução. Estes resultados mostram que a resposta de torque apresenta oscilações amortecidas com frequência e amortecimento dependentes de x e erro em regime permanente em relação ao valor do torque em sintonia. Tais resultados são compatíveis com a equação 2.30.

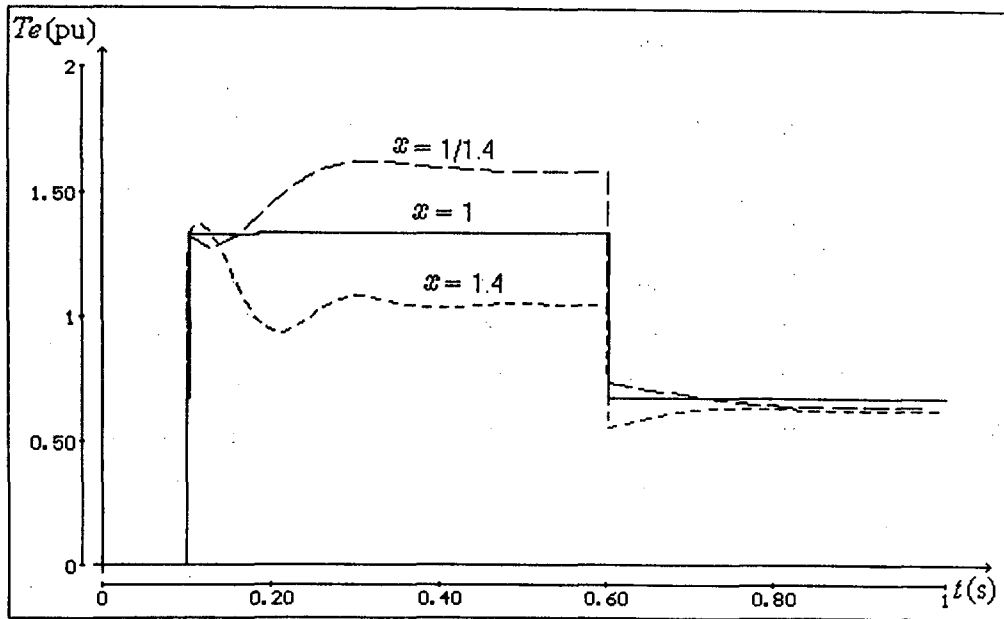


Figura 2.6: Torque eletromagnético T_e para um degrau de i_{qs}^e aplicado em 0.1s com amplitude $2i_{ds}^e$ e reduzido para i_{ds}^e em 0.6s. Fluxo em sintonia igual ao fluxo nominal.

2.3.2 Análise em Malha Fechada

O termo malha fechada será utilizado para denominar o controle por campo orientado indireto do motor de indução no qual uma malha de controle de velocidade é introduzida. A figura 2.7 ilustra em diagrama de blocos este controle.

Como regulador de velocidade será considerado um regulador PI (Proporcional Integral) convencional. Para o fim desta análise, serão feitas as mesmas considerações da análise

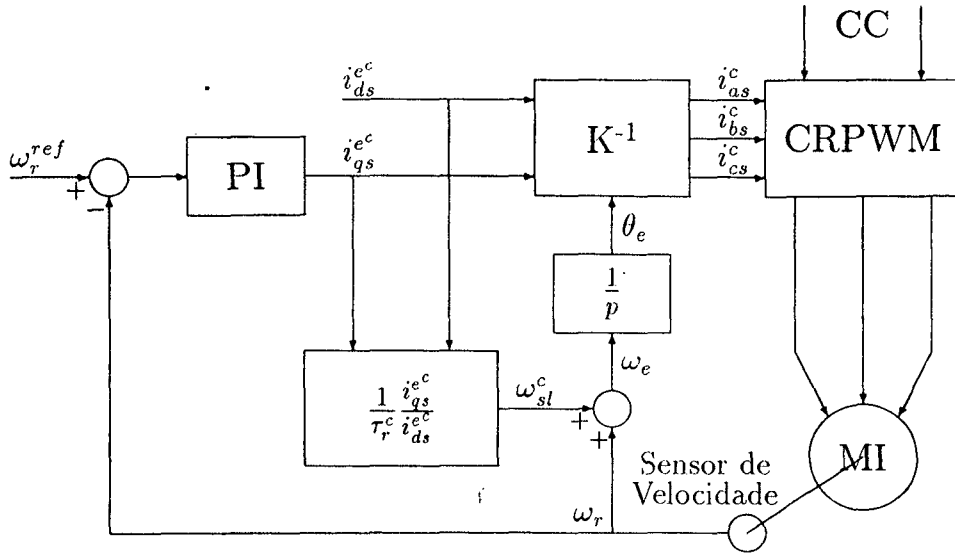


Figura 2.7: Controle por campo orientado indireto em malha fechada.

em malha aberta com relação ao controle da corrente.

Análise em Regime Permanente

A presença de ação integral no regulador de velocidade garante erro nulo em regime permanente na resposta a referências constantes de velocidade. Assim, a corrente i_{qs}^e assume um valor tal que o torque produzido pelo motor é suficiente para manter a velocidade do motor no valor estabelecido pela referência. Este torque é dado pela equação 2.12 levada para a condição de regime permanente, ou seja,

$$Te = T_c + \frac{2}{P} B \omega_r^{ref} \quad (2.34)$$

Em função de variáveis elétricas, este mesmo torque pode ser obtido de 2.20. Assim,

$$Te = K_t i_{ds}^e i_{qs}^e \frac{x [1 + (i_{qs}^e / i_{ds}^e)^2]}{1 + (x i_{qs}^e / i_{ds}^e)} \quad (2.35)$$

onde

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r}$$

Resolvendo 2.35 para i_{qs}^e , obtém-se

$$i_{qs}^3 - \frac{Te x}{K_t i_{ds}^e} i_{qs}^2 + i_{ds}^2 i_{qs}^e - \frac{Te i_{ds}^e}{x K_t} = 0 \quad (2.36)$$

A solução real desta equação corresponde ao valor da componente i_{qs}^e necessário para produzir, em regime permanente, o torque Te (equação 2.34) para um dado valor de i_{ds}^e e um dado erro de escorregamento x . Se o motor estivesse em sintonia, este mesmo valor de i_{qs}^e produziria o torque

$$Te^* = K_t i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (2.37)$$

Dividindo ambos os lados da equação 2.37 por Te e resolvendo para i_{qs}^e , obtém-se

$$i_{qs}^e = \frac{i_{ds}^e Te^*}{a Te} \quad (2.38)$$

onde

$$a = \frac{i_{ds}^{e2} K_t}{Te} \quad (2.39)$$

Substituindo a equação 2.38 em 2.36, obtém-se

$$\left(\frac{Te^*}{Te}\right)^3 - x \left(\frac{Te^*}{Te}\right)^2 + a^2 \left(\frac{Te^*}{Te}\right) - \frac{a^2}{x} = 0 \quad (2.40)$$

O inverso da solução real da equação 2.40 fornece a relação Te/Te^* para uma dada situação de operação do motor (i_{ds}^e , T_c , B e x) [KRI87]. Esta relação representa a razão entre os torques produzidos pelo motor quando fora de sintonia e quando em sintonia para um mesmo par de valores de i_{qs}^e e i_{ds}^e .

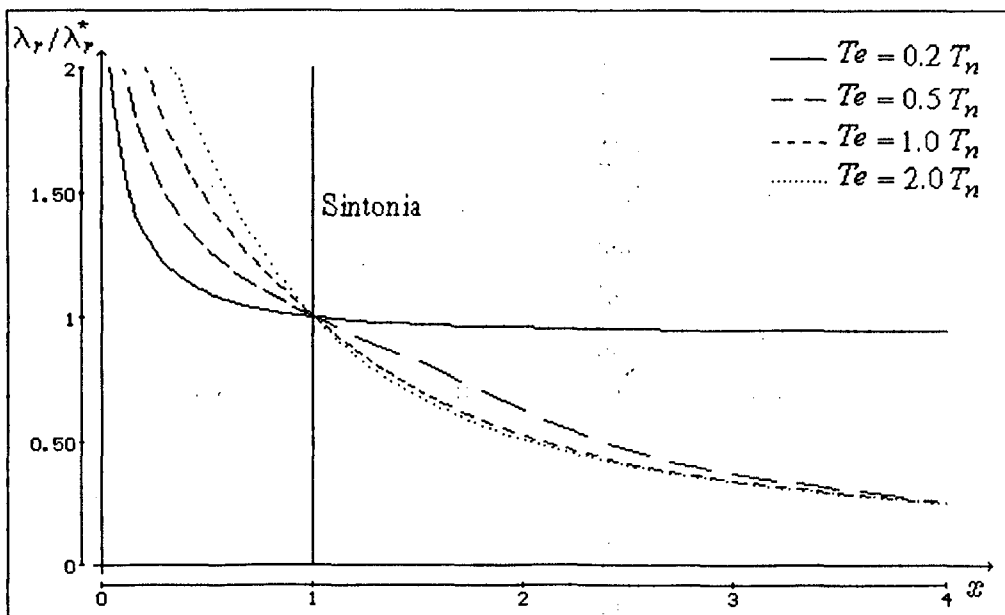


Figura 2.8: Característica do Fluxo em Operação Fora de Sintonia em Malha Fechada

Levando 2.38 em 2.19, obtém-se

$$\frac{\lambda_r^e}{\lambda_r^{e*}} = \sqrt{\frac{1 + (Te^*/Tea)^2}{1 + (xTe^*/Tea)^2}} \quad (2.41)$$

Esta equação estabelece a relação entre o fluxo de rotor real e o que seria produzido com os mesmos valores de corrente se o motor operasse em sintonia. A figura 2.8 mostra o comportamento da relação $\lambda_r^e/\lambda_r^{e*}$ em função de x para várias condições de carga, representadas por diferentes valores de Te , e para i_{ds}^e ajustado para produzir fluxo nominal quando em sintonia. Pode-se notar da figura que o fluxo é reduzido consideravelmente para erros de escorregamento maiores que um. Esta redução no fluxo fica pouco pronunciada para valores pequenos de carga, pois, nesta condição de operação, a magnitude de i_{qs}^e é pequena frente a magnitude de i_{ds}^e . O aumento pronunciado do fluxo, para valores de x menores que um, não ocorre efetivamente, pois a saturação magnética limita o aumento do fluxo a um valor pouco acima do fluxo nominal.

A figura 2.9 mostra o comportamento da relação Te/Te^* em função de x para um valor específico de i_{ds}^e e para vários valores de carga Te .

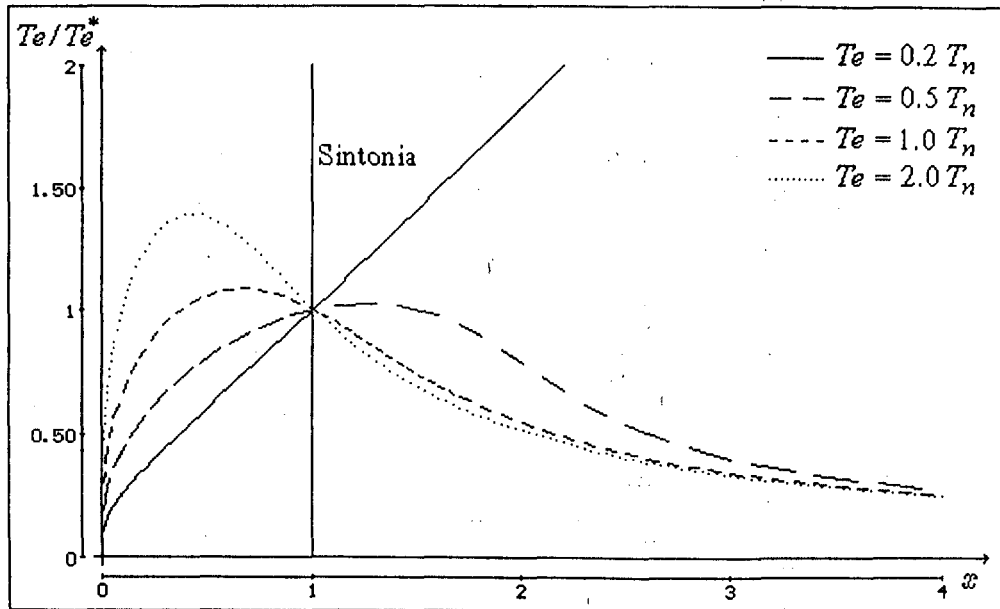


Figura 2.9: Característica do Torque em Operação Fora de Sintonia em Malha Fechada

Do gráfico pode-se notar que, para cargas próximas ou maiores que a carga nominal e para valores de x maiores que um, o torque produzido é menor que o que seria produzido em sintonia. O mesmo ocorre para valores de x menores que um e para cargas menores que a carga nominal. O aumento pronunciado da relação Te/Te^* , para $x < 1$ e cargas maiores que a nominal, não ocorre efetivamente devido a limitação de fluxo introduzida pela saturação magnética.

Para valores de x maiores que um e para cargas pequenas, o torque produzido em sintonia é inferior ao produzido fora de sintonia, considerando um mesmo valor de corrente.

Isto ocorre porque, nesta condição de operação, o fluxo se mantém praticamente constante e o aumento de torque é devido ao aumento do escorregamento, como resultado do aumento do erro de escorregamento x .

Análise em Estado Transitório

Durante transitórios de velocidade, a corrente i_{qs}^e fica limitada a um dado valor máximo devido a limitações, em geral, do inversor e do próprio motor de indução. Como resultado, durante a maior parte de um transitório de velocidade, a componente i_{qs}^e fica em seu valor máximo e o motor evolui como se estivesse em malha aberta com i_{ds}^e e i_{qs}^e constantes. Assim, o comportamento do fluxo de rotor e do torque eletromagnético, durante este período, é descrito pelas equações desenvolvidas na análise em malha aberta.

Na região linear de operação do regulador de velocidade, entretanto, a componente i_{qs}^e é variável em função do erro de velocidade. Assim, o comportamento tanto do fluxo como do torque será diverso daquele e a análise por meio de função de transferência sobre a linearização do sistema em torno de um ponto de operação não permite a obtenção de resultados simples como os obtidos na análise em malha aberta.

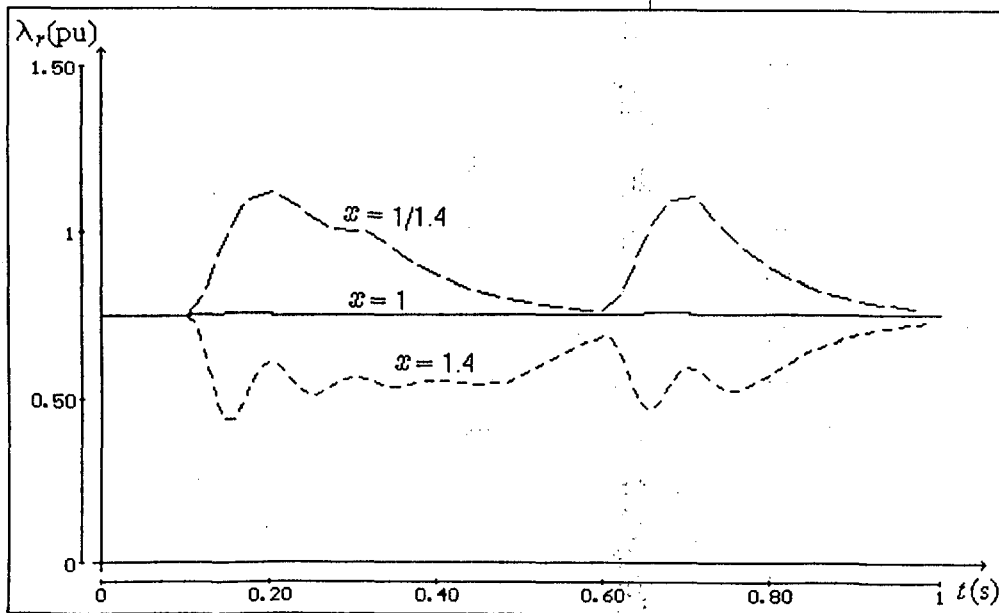


Figura 2.10: Comportamento do fluxo rotórico λ_r^e durante transitórios de velocidade em situações distintas de erro de escorregamento. Fluxo em sintonia igual ao fluxo nominal.

A figura 2.10 ilustra o comportamento do fluxo de rotor para degraus aplicados na referência de velocidade em três situações distintas de erro de escorregamento. Na figura 2.11 tem-se os resultados obtidos para o torque eletromagnético nas mesmas condições.

A referência de velocidade aplicada para estes testes está apresentada na figura 2.12, bem como a resposta de velocidade obtida em cada situação de erro de escorregamento.

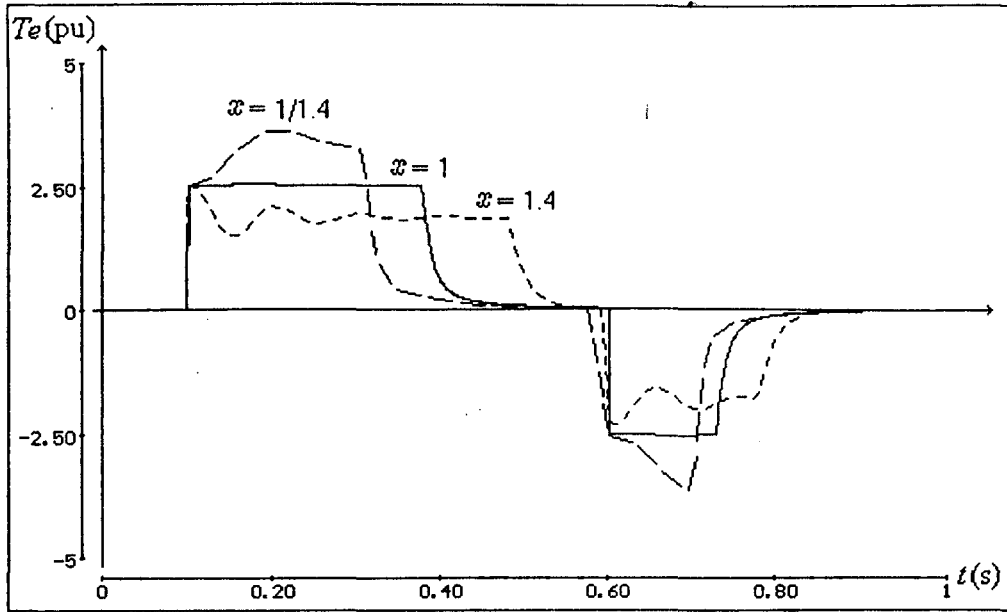


Figura 2.11: Comportamento do torque eletromagnético durante transitórios de velocidade em situações distintas de erro de escorregamento. Fluxo em sintonia igual ao fluxo nominal.

Pode-se verificar que o comportamento do torque e do fluxo durante o intervalo em que i_{qs}^e está limitada ao seu valor máximo é semelhante ao obtido na análise em malha aberta. Como o motor está operando sem carga, o torque produzido em regime permanente é aproximadamente nulo. Assim, o fluxo de rotor tende ao seu valor de sintonia independentemente do valor do erro de escorregamento, pois i_{qs}^e é aproximadamente zero.

Fora de sintonia, a resposta de velocidade fica degradada, porém em menor proporção que a resposta de torque.

2.3.3 Influência da Saturação

Qualitativamente, a saturação pode ser vista como uma redução no valor da reatância de magnetização equivalente, o que implica em um aumento da corrente de magnetização. Uma vez que este aumento tende a reduzir a relação i_{qs}^e/i_{ds}^e , a saturação sempre tende a diminuir a sensibilidade ao erro de escorregamento [NOV90].

Uma forma de modelar a saturação do meio magnético é considerar o fluxo limitado em um valor λ_r^{sat} . Este modelo de saturação pode ser introduzido na figura 2.3 e aparece como uma reta limitando o fluxo para erros de escorregamento menores que um, como ilustrado

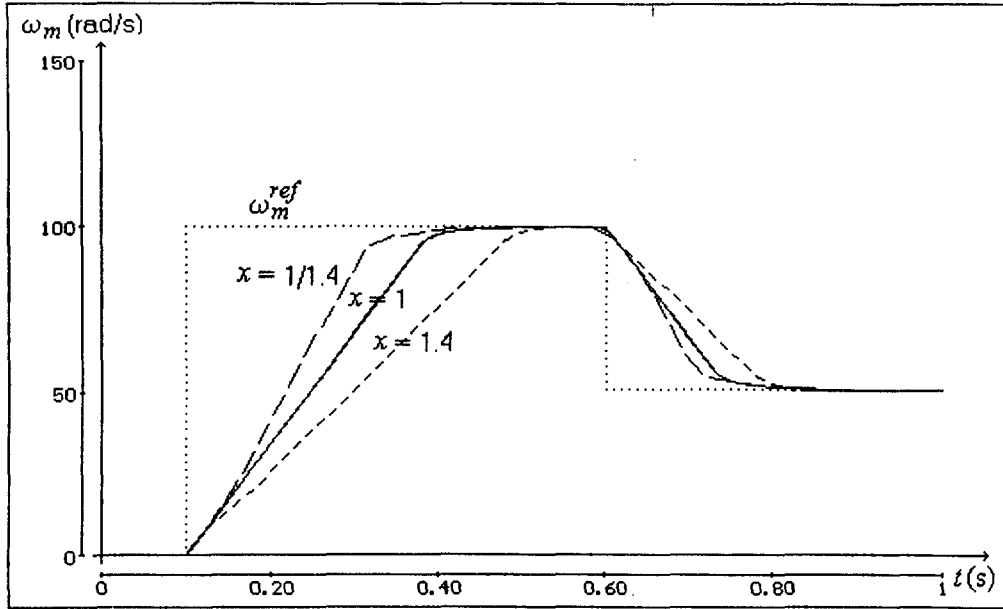


Figura 2.12: Referência e resposta de velocidade do motor de indução em três situações distintas de erro de escorregamento.

na figura. Isto permite concluir que valores grandes de i_{qs}^e/i_{ds}^e levam rapidamente o motor para a condição de saturação, para erros de escorregamento negativos ($x < 1$).

O problema associado a saturação magnética é o aumento das perdas no ferro que provocam o sobreaquecimento do motor. Como consequência, a eficiência da máquina fica reduzida e sua vida útil prejudicada.

2.3.4 Perdas

Como foi concluído da análise anterior, um erro de escorregamento negativo ($x < 1$) leva o motor para a condição de saturação magnética. Tal fato provoca um aumento das perdas no ferro e um conseqüente sobreaquecimento do motor. As perdas no ferro podem ser divididas em perdas por histerese e perdas por correntes parasitas. Estas perdas também dependem da frequência de operação do motor, sendo maiores para frequências maiores.

Por outro lado, um erro de escorregamento positivo ($x > 1$) leva o motor a condição de subexcitação. Como consequência da diminuição de fluxo há uma correspondente diminuição de torque. Isto é verdade para os valores de i_{qs}^e/i_{ds}^e nos quais a diminuição de fluxo supera o efeito da aumento de torque provocado pelo aumento do escorregamento (equação 1.18). Como o motor é forçado a trabalhar com um escorregamento maior que o necessário, a corrente de rotor aumenta. Assim há um aumento das perdas no cobre e um

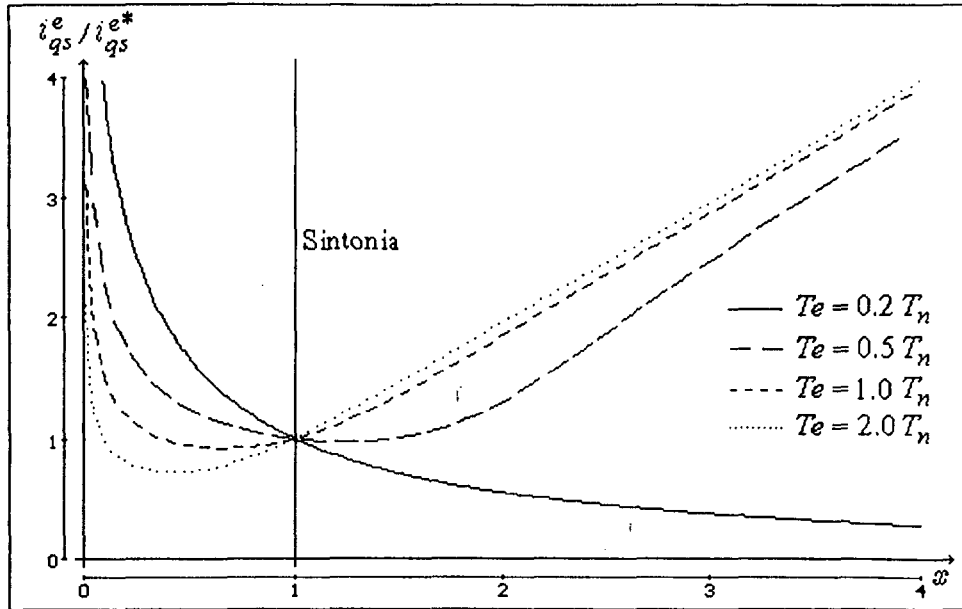


Figura 2.13: Característica da componente de torque da corrente de estator em operação fora de sintonia em malha fechada.

conseqüente sobreaquecimento do motor.

O balanço entre perdas no cobre e perdas no ferro pode ser otimizado visando a minimização de perdas. Tal otimização é obtida adequando o nível de fluxo para cada situação de operação do motor, ou seja, operando o motor com fluxo variável ao invés de fluxo constante [KIR85]. A variação do fluxo, entretanto, deve ser suficientemente lenta para não degradar a resposta de torque.

A operação a fluxo constante, embora não minimize as perdas em toda a faixa de operação do motor, oferece a máxima sensibilidade do torque em relação a corrente. A escolha do nível de fluxo pode ser feita objetivando a máxima eficiência do motor considerando o regime de trabalho do motor, a saturação magnética e outras limitações relacionadas a implementação do controle [KHA87, NOV90].

Por um procedimento semelhante ao apresentado na seção 2.3.2 pode-se obter a relação entre as correntes i_{qs}^e e i_{qs}^{e*} necessárias para produzir um determinado torque fora de sintonia e em sintonia, respectivamente. Em malha fechada, esta relação é dada por

$$\left(\frac{i_{qs}^e}{i_{qs}^{e*}}\right)^3 - x \left(\frac{i_{qs}^e}{i_{qs}^{e*}}\right)^2 + a^2 \left(\frac{i_{qs}^e}{i_{qs}^{e*}}\right) - \frac{a^2}{x} = 0 \quad (2.42)$$

onde a é dado pela equação 2.39. Esta equação é idêntica a equação 2.40 substituindo a relação de torques pela relação de correntes.

A figura 2.13 ilustra o comportamento da relação i_{qs}^e / i_{qs}^{e*} em função de x para vários

valores de torque de carga. Pode-se verificar que para a maioria das condições de operação a corrente necessária para produzir um determinado torque é significativamente menor quando em sintonia que fora de sintonia. Isto somente não ocorre para o funcionamento com cargas pequenas e com $x > 1$. Nesta situação, o fluxo permanece praticamente constante e o torque aumenta com o erro de escorregamento em função do aumento do escorregamento. Isto apenas significa que a operação nesta região seria mais eficiente com um nível menor de fluxo [KHA87]. Para $x < 1$ há ainda a saturação magnética que não foi considerada. Assim, a aparente relação i_{qs}^e/i_{qs}^* menor que um para cargas elevadas na verdade não se verifica.

2.4 Conclusão

O desempenho do controle por campo orientado indireto quando são considerados erros no cálculo do escorregamento foi analisado neste capítulo. Os efeitos introduzidos por este erro no comportamento do fluxo de rotor e do torque eletromagnético foram analisados nas condições de regime permanente e estado transitório tanto em malha aberta como em malha fechada. As perdas no ferro e no cobre também foram consideradas e relacionadas com a operação fora de sintonia.

Os resultados desta análise mostram que o desempenho do controle por campo orientado é degradado pela operação fora da condição de sintonia. Os principais efeitos introduzidos são

- Transitório com oscilações amortecidas nas respostas de torque e fluxo de rotor i_{qs}^e ;
- Diminuição da capacidade de produzir torque em função da redução de fluxo, para determinados valores de erro de escorregamento;
- Operação do motor nas regiões de saturação ou subexcitação com um conseqüente aumento das perdas no ferro e no cobre;
- Degradação da resposta de velocidade em função da perda de controle direto do torque por meio de i_{qs}^e ;
- Diminuição da eficiência da máquina.

A sensibilidade a erros de escorregamento é maior em máquinas de maior potência, de maior eficiência e quando operadas na região de enfraquecimento de campo.

Estes resultados permitem dizer que, com máquinas de baixa potência e baixa eficiência, tais efeitos poderiam ser tolerados ou algum mecanismo simples de adaptação

seria suficiente para garantir um desempenho aceitável para muitas aplicações [NOR85]. Entretanto, máquinas de maior eficiência, caso mais comum para aplicações de servoacionamentos, tais efeitos são mais pronunciados e algum mecanismo de adaptação se torna necessário para garantir um desempenho adequado do controle por campo orientado. A utilização de técnicas de adaptação de parâmetros visando reduzir tais efeitos é objeto de estudo dos próximos capítulos.

Capítulo 3

Controle Adaptativo

3.1 Introdução

Várias abordagens para o controle adaptativo têm sido utilizadas, dentre as quais a *programação de ganhos* (“Gain Scheduling”), o *SOAS* (“Self-oscillating Adaptive System”), o *controle auto-ajustável* e o *controle adaptativo por modelo de referência* [A&W].

Para o caso particular da adaptação de parâmetros no controle por campo orientado indireto do motor de indução, têm sido utilizadas técnicas que poderiam ser classificadas como variações do controle auto-ajustável e do controle adaptativo por modelo de referência.

Como o presente trabalho consiste numa aplicação do controle adaptativo por modelo de referência, este capítulo tentará expor os princípios básicos desta técnica de controle visando auxiliar no entendimento do trabalho.

Este capítulo não objetiva esgotar o assunto. Apenas pretende servir de subsídio para a leitura do restante do trabalho. Uma melhor explanação do assunto pode ser encontrada em [A&W, AST87] e outros.

3.2 Controle Auto-Ajustável

A estrutura básica de um controle auto-ajustável [A&W] está apresentada na figura 3.1. Esta estrutura de controle pode ser vista como composta de duas malhas de realimentação. A malha interna é composta pelo regulador e pelo processo. Os parâmetros do regulador são ajustados pela malha externa, composta de um estimador de parâmetros recursivo e de um algoritmo de projeto do regulador. Esta estrutura também pode ser vista como a automatização dos processos de modelagem e projeto no qual o modelo do processo

bem como o regulador são atualizados em cada intervalo de amostragem [A&W]. Para obter boas estimativas do modelo do processo, pode ser necessária a introdução de sinais de perturbação na entrada deste [A&W]. Estes sinais podem introduzir efeitos indesejáveis na saída do processo.

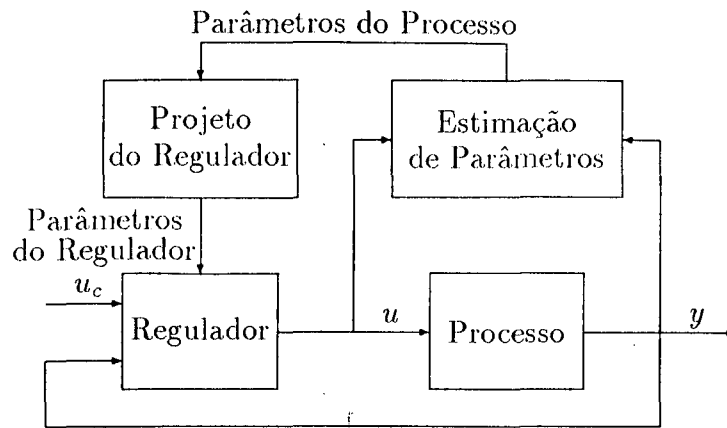


Figura 3.1: Diagrama de blocos de um controle auto-ajustável.

3.3 Controle Adaptativo por Modelo de Referência

O controle adaptativo por modelo de referência (MRAC) foi originalmente proposto por Whitaker no MIT (“Massachusetts Institute of Technology”) [AST87]. Ele considerou um problema onde as especificações são dadas em termos de um modelo de referência, o qual diz como o processo deve responder, idealmente, a uma determinada excitação. A figura 3.2 ilustra a estrutura básica de um sistema deste tipo. Este sistema também pode ser visto como um sistema composto de duas malhas. A malha interna é composta pela realimentação da saída do processo através do regulador. Os parâmetros do regulador são ajustados pela malha externa através do mecanismo de ajuste. Este ajuste dos parâmetros do regulador é feito numa direção tal que o erro e , obtido pela diferença entre as saídas do processo e do modelo de referência, convirja para zero [AST87].

O principal problema relacionado ao controle adaptativo por modelo de referência é como determinar um mecanismo de ajuste de forma a obter-se um sistema estável e tal que o erro e convirja para zero.

Existem basicamente três abordagens para a análise e projeto de um MRAC [A&W]

- O método do gradiente (Regra do MIT)

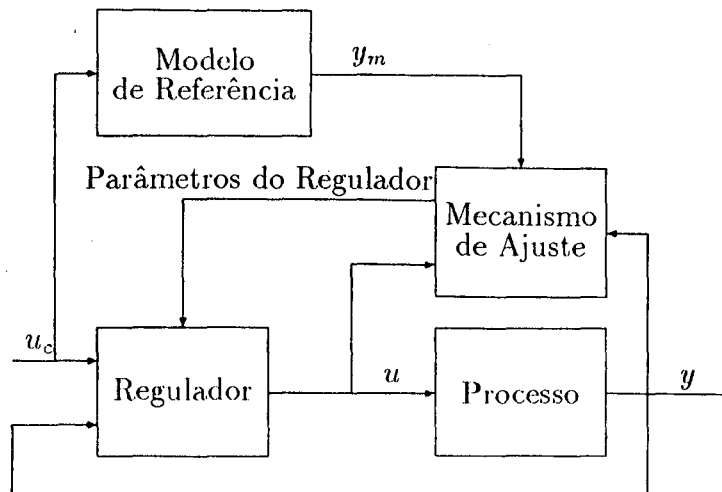


Figura 3.2: Diagrama de blocos de um controle adaptativo por modelo de referência.

- Teoria da Estabilidade de Lyapunov
- Teoria da Passividade

Estas abordagens são discutidas a seguir, de forma sintética.

3.3.1 O Método do Gradiente

O método do gradiente, também conhecido como a *regra do MIT*, foi o método utilizado por Whitacker em seu trabalho. Este método representa a idéia fundamental da abordagem do controle adaptativo por modelo de referência. O princípio básico deste método é modificar os parâmetros na direção contrária ao gradiente de uma função de custo baseada no erro entre as saídas do processo e do modelo de referência. O objetivo de variar os parâmetros desta forma é o de fazer com que o erro convirja para zero.

Seja θ representando o parâmetro ajustável e seja a função de custo

$$J(\theta) = \frac{1}{2}e^2 \quad (3.1)$$

O ajuste do parâmetro θ na direção contrária ao gradiente desta função de custo é obtido pela seguinte lei de adaptação

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (3.2)$$

É assumido que os parâmetros variam lentamente, quando comparados as demais variáveis do sistema, de forma que a derivada $\partial e / \partial \theta$ pode ser obtida supondo que θ é

constante. Esta derivada representa a sensibilidade do erro de adaptação e em relação ao parâmetro ajustável θ . Ela depende, em geral, de parâmetros do processo que não são conhecidos. Assim, para obter-se uma lei de adaptação realiza'vel, é necessário fazer-se algumas aproximações na obtenção desta sensibilidade [AST87]. Além destas aproximações, a hipótese de que o parâmetro θ varia lentamente já é uma aproximação introduzida na obtenção desta dela.

O exemplo seguinte ilustra a aplicação da regra do MIT. Considere o problema de ajuste de um ganho de caminho direto. Seja o modelo de referência dado pela função de transferência $G_m(s) = \theta^o G(s)$ onde θ^o é uma constante conhecida. O processo possui a função de transferência dada por $G(s)$ que é também conhecida.

O erro é dado por

$$e = y - y_m = G(p)\theta u_c - G(p)\theta^o u_c \quad (3.3)$$

onde u_c é o sinal de referência, y_m é a saída do modelo, y a saída do processo e θ o parâmetro ajustável. A derivada do erro em relação ao parâmetro θ é

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = G(p)u_c = \frac{y_m}{\theta^o} \quad (3.4)$$

A regra do MIT fornece

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma' y_m \frac{e}{\theta^o} = -\gamma y_m e \quad (3.5)$$

A equação 3.5 fornece a lei de ajuste do parâmetro θ em função da saída do modelo de referência e o erro de adaptação e . Note-se que o parâmetro θ é obtido pela integração do produto destas varia'veis multiplicadas pela constante γ . A convergência do erro para zero e a convergência do parâmetro θ para seu valor exato dependerá da magnitude da constante γ e da amplitude dos sinais de referência.

A adaptação através da regra do MIT é adequada se o ganho de adaptação γ é pequeno [A&W]. O quanto pequeno, contudo, depende da magnitude do sinal de referência. Consequentemente, não é possível estabelecer limites fixos para γ que garantam a estabilidade.

Assim, a regra do MIT pode levar a sistemas instáveis em malha fechada [A&W]. A estabilidade do sistema em malha fechada é um aspecto importante a ser considerado na aplicação da regra do MIT. A lei de adaptação obtida através da regra do MIT não garante a estabilidade do sistema. Assim, para determinadas condições de operação, a convergência do parâmetro pode não ocorrer. Faz-se necessário, portanto, o uso de técnicas de análise para concluir a cerca das condições de estabilidade do sistema em malha fechada.

Algumas modificações podem ser introduzidas na regra do MIT de forma que a dependência da magnitude do sinal de referência seja diminuída. Uma destas modificações consiste em normalizar a sensibilidade do erro. Fazendo esta normalização, a regra do MIT passa a ser [A&W]

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{e \frac{\partial e}{\partial \theta}}{\alpha + \left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right)^T \left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right)} \quad (3.6)$$

onde o parâmetro $\alpha > 0$ é introduzido para evitar divisões por zero.

Outras modificações podem ser introduzidas incluindo, por exemplo, uma saturação para garantir uma taxa máxima de variação dos parâmetros ajustáveis.

3.3.2 Excitação Persistente

É importante ressaltar que o fato do erro de adaptação convergir para zero não implica na convergência do parâmetro. De fato, é possível obter a convergência do erro de adaptação sem que o parâmetro convirja para o seu valor exato [A&W]. Para obter-se a convergência do parâmetro, algumas condições devem ser satisfeitas pela excitação considerada. O conceito de persistência de excitação ou excitação persistente estabelece estas condições.

Um sinal u é dito excitação persistente (PE) de ordem n se a função covariância

$$C_u(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t + \tau) u(t) dt \quad (3.7)$$

existe e se a matriz

$$\begin{bmatrix} C_u(0) & \cdots & C_u(n-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_u(n-1) & \cdots & C_u(0) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

é positiva definida [AST87]. Como exemplo, um sinal tipo degrau é excitação persistente de ordem 1 e um sinal senoidal, de ordem 2.

O conceito de excitação persistente pode também ser expresso no domínio frequência. Pode ser demonstrado que se o espectro de frequências de um sinal é diferente de zero para n frequências positivas, então ele é excitação persistente de ordem $2n$. Um sinal é excitação persistente de ordem infinita se seu espectro de frequências é diferente de zero em um intervalo [AST87].

A noção de excitação persistente é importante para a compreensão do comportamento dos sistemas de controle adaptativos. Para ser possível a convergência de p parâmetros para seus valores exatos, o sinal de entrada deve ser excitação persistente de ordem maior ou igual a p . Caso contrário não é possível a convergência dos parâmetros para seus valores exatos [AST87].

Em sistemas de controle adaptativos, o sinal de entrada é obtido de uma realimentação da saída. Desta forma, é difícil garantir que este sinal seja excitação persistente de alguma ordem a menos que se introduzam perturbações externas.

3.3.3 MRAC Baseado na Teoria de Estabilidade

O método do gradiente conduz a obtenção de leis de adaptação que não garantem a estabilidade do sistema em malha fechada. A Teoria de Lyapunov e a Teoria da Passividade podem ser utilizadas para obter leis de adaptação que garantem a estabilidade do sistema.

Considere o problema de ajuste de um ganho de caminho direto analisado anteriormente. O erro é dado por

$$e = G(p)(\theta - \theta^o)u_c \quad (3.9)$$

Representando a função de transferência G no espaço de estados, pode-se escrever

$$\frac{dx}{dt} = Ax + B(\theta - \theta^o)u_c \quad (3.10)$$

$$e = Cx \quad (3.11)$$

Escolhendo a função candidata de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} (\gamma x^T P x + (\theta - \theta^o)^2) \quad (3.12)$$

e assumindo que o sistema homogêneo $\dot{x} = Ax$ é assintoticamente estável, de forma que existem matrizes P e Q positivas definidas tais que

$$A^T P + P A = -Q \quad (3.13)$$

a derivada de V ao longo das trajetórias do sistema é dada por

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{\gamma}{2} x^T Q x + (\theta - \theta^o) \left(\frac{d\theta}{dt} + \gamma u_c B^T P x \right) \quad (3.14)$$

Se a lei de adaptação for escolhida como

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma u_c B^T C x \quad (3.15)$$

a derivada da função de Lyapunov será negativa para todo $x \neq 0$. Com esta lei de adaptação, o erro e convergirá para zero, enquanto que o erro de parâmetro $\theta - \theta^o$ não necessariamente [A&W].

A necessidade de conhecer todo o vetor de estados na equação 3.15 pode ser eliminada pela introdução da hipótese de que a função de transferência $G(s)$ é estritamente

positiva real¹. Neste caso, utilizando o Teorema de Kalman-Yakubovich [A&W], pode-se escolher P de forma que

$$B^T P = C$$

Com isto, a equação 3.15 dá origem a lei de adaptação

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma u_c e \quad (3.16)$$

O resultado acima pode ser colocado na forma [A&W]:

Seja a função de transferência $G(s)$ estritamente positiva real e seja sua inversa BIBO estável. Então a lei de adaptação

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma u_c e \quad (3.17)$$

onde γ é uma constante positiva, faz com que o erro na equação 3.9 convirja para zero. O parâmetro θ converge exponencialmente para o parâmetro θ^o se o sinal de entrada for excitação persistente de ordem 1.

A lei de adaptação obtida é semelhante a obtida pela regra do MIT, equação 3.2. Entretanto, tendo em conta as restrições sobre a função de transferência do sistema, ela garante a estabilidade do sistema em malha fechada.

3.4 Conclusão

Neste capítulo, os conceitos básicos e fundamentais do controle adaptativo por modelo de referência foram apresentados.

Foram discutidas as abordagens para a obtenção de leis de adaptação baseadas na regra do MIT, na teoria da estabilidade de Lyapunov e na teoria da passividade.

O problema da estabilidade em sistemas de controle adaptativos por modelo de referência foi discutido sucintamente. A convergência dos parâmetros para seus valores exatos foi analisada através do conceito de excitação persistente, também apresentado neste capítulo.

No próximo capítulo, o controle adaptativo por modelo de referência será aplicado para a adaptação de parâmetros no controle por campo orientado indireto do motor de indução.

¹O conceito de positividade real pode ser encontrado em [A&W]

Capítulo 4

Adaptação de Parâmetros

4.1 Introdução

O Controle por Campo Orientado Indireto permite o controle independente do torque e do fluxo do motor de indução, o que traduz-se na possibilidade da aplicação deste em acionamentos de alto desempenho dinâmico. O desacoplamento entre os comandos de torque e fluxo é feito por meio da orientação do fluxo de rotor.

A principal vantagem do controle por campo orientado indireto sobre o direto é a não necessidade de medição da posição angular do fluxo de rotor. Esta vantagem traduz-se na maior simplicidade de implementação e no menor custo.

No controle por campo orientado indireto, a orientação do fluxo de rotor é obtida pelo cálculo do escorregamento. Este cálculo é dependente da constante de tempo rotórica, parâmetro este que varia com a temperatura do motor e com a saturação magnética.

O não conhecimento do valor real da constante de tempo rotórica introduz degradações no desempenho do controle por campo orientado indireto. Esta degradações manifestam-se como

- Oscilações amortecidas nas respostas de torque e fluxo;
- Operação do motor nas regiões de sobreexcitação ou subexcitação com conseqüente aumento das perdas no ferro ou cobre;
- Sobreaquecimento do motor como função do aumento das perdas;
- Diminuição da relação torque/ampère em determinada faixa de erro de escorregamento.

Em muitas aplicações, principalmente com motores de alta eficiência onde tais efeitos

são mais pronunciados, a degradação do controle por campo orientado não pode ser tolerada. Motiva-se assim a busca de técnicas que permitam reduzir tal degradação.

Várias técnicas de compensação da variação da constante de tempo rotórica para o controle por campo orientado indireto do motor de indução têm sido propostas nas últimas décadas [KRI91, ROW91, HOL91]. Algumas destas técnicas objetivam o pré-ajuste, ou seja, uma identificação inicial de certos parâmetros do motor [LOR86]. Outras, objetivam adequar o controle as variações de parâmetros do motor durante o seu funcionamento [ROW91, LOR90].

Algumas técnicas propostas na literatura baseiam-se na identificação explícita dos parâmetros do motor, principalmente da resistência e da indutância rotóricas. Os parâmetros estimados desta forma são utilizados no cálculo do escorregamento. Grande parte destas técnicas introduzem algum sinal de perturbação no motor e, através da medição do efeito deste sinal, calculam os parâmetros de interesse [KRI91].

Trabalhos neste sentido estão apresentados em [BRA91], [SUG87] e [MAT85]. O principal problema desta estratégia é que o sinal de perturbação introduzido no motor deve ter amplitude suficientemente grande para permitir a medição de seu efeito. Como consequência, efeitos indesejáveis são introduzidos na resposta de torque e velocidade que, em certas aplicações, não podem ser tolerados. Uma estratégia de identificação de parâmetros que tenta resolver este problema está apresentada em [HOL91]. Esta estratégia baseia-se na avaliação do erro existente entre as trajetórias das correntes estatóricas do motor e as obtidas por meio de um modelo analítico nas mesmas condições de operação. A diferença entre estas duas trajetórias permite calcular parâmetros do motor tais como as resistências e reatâncias de estator e rotor. Esta estratégia, entretanto, consiste na implementação de um algoritmo iterativo que exige um grande esforço computacional.

Em [MOR92] está apresentada uma técnica de identificação do erro no ganho de escorregamento ($\widehat{k_s}$) baseado-se na medição dos fluxos de eixo direto e quadratura do rotor a partir da medição da terceira harmônica da tensão de fase do estator, introduzida pela saturação das ranhuras deste. Este procedimento também faz uso de um controlador digital “deadbeat”. Nesta estratégia não é feita uma identificação explícita de parâmetros do motor e sim um cálculo do desvio do ganho $\widehat{k_s}$ em relação ao seu valor real.

Na abordagem do controle adaptativo por modelo de referência, o desempenho desejado para o controle por campo orientado é estabelecido por um modelo de referência. Este modelo de referência reflete o desempenho do controle por campo orientado quando os parâmetros do motor são conhecidos exatamente. O erro obtido pela diferença entre a saída

do modelo de referência e de medições terminais do motor constitui uma indicação do grau de sintonia do sistema. Este erro é utilizado por um mecanismo de adaptação para prover o ajuste de parâmetros de forma que este erro tenda a zero.

Um dos primeiros trabalhos que utiliza o controle adaptativo por modelo de referência para adaptação de parâmetros no controle por campo orientado indireto do motor de indução está apresentado em [GAR80]. Neste trabalho, o modelo de referência é constituído pelo que foi denominado de função modificada da potência reativa. Esta função é avaliada a partir das referências de torque e fluxo e a partir das tensões reais medidas nos terminais do motor. O erro obtido entre estas duas situações fornece a indicação do grau de sintonia do sistema. Um trabalho semelhante está apresentado em [KOY85].

Um trabalho que utiliza tanto o modelo de referência como a identificação de parâmetros está apresentado em [OHN86], onde um modelo de referência é utilizado para permitir a identificação da variação da resistência do rotor. Mais recentemente, um modelo de referência constituído pelo torque eletromagnético foi utilizado em [LOR90]. Neste trabalho, o torque eletromagnético produzido pelo motor quando em sintonia e o torque eletromagnético que está sendo realmente produzido são utilizados para fornecer uma indicação do grau de sintonia do sistema. Em [ROW91] outros modelos de referência são sugeridos baseados nas tensões estatóricas de eixo direto e quadratura e na magnitude da tensão de estator.

A abordagem do controle adaptativo por modelo de referência para a adaptação de parâmetro no controle por campo orientado indireto do motor de indução conduz, em geral, a mecanismos de adaptação de simples implementação. Ainda, o controle adaptativo por modelo de referência não necessita da introdução de sinais de perturbação para possibilitar a adaptação de parâmetros, como é comum na maioria das estratégias baseadas na identificação de parâmetros.

Os trabalhos mais recentemente apresentados na literatura baseiam-se principalmente no controle adaptativo por modelo de referência [ROW91] e em estratégias de identificação de parâmetros que não necessitam da introdução de sinais de perturbação [MOR92].

Por estas razões, este trabalho é dedicado ao estudo de estratégias de adaptação baseadas no controle adaptativo por modelo de referência.

Este capítulo aborda estratégias de adaptação da constante de tempo rotórica do motor de indução baseadas no controle adaptativo por modelo de referência. As estratégias analisadas se utilizam de uma mesma estrutura de adaptação, diferenciando-se somente pelo modelo de referência em que se baseiam. Os modelos de referência que serão analisados

produzem como grandeza de saída:

- a tensão de eixo direto de estator;
- a tensão de eixo de quadratura de estator;
- a potência reativa;
- o torque eletromagnético.

Primeiramente, o esquema básico de adaptação de parâmetros é apresentado. Em seguida, os modelos de referência são desenvolvidos e expressões para o erro de adaptação são deduzidas. A partir destas expressões e de resultados de simulação é feita uma análise de desempenho da adaptação em regime permanente e durante transitórios de operação do motor.

Finalmente são considerados aspectos relacionados a convergência do parâmetro, da dependência de parâmetros por parte do modelo de referência e da dependência da carga.

4.2 Esquema de Adaptação Utilizando MRAC

O escorregamento dado pela equação 2.1 pode ser escrito como

$$\omega_{sl}^c = k_s i_{qs}^{ec} \quad (4.1)$$

onde

$$k_s \triangleq \frac{1}{\tau_r^c i_{qs}^{ec}} \quad (4.2)$$

Sendo i_{ds}^{ec} constante, k_s também é constante e será denominado de *ganho de escorregamento*.

Com esta formulação, adaptar a constante de tempo rotórica equivale a adaptar o ganho k_s . Denominando de \widehat{k}_s o valor adaptado do ganho de escorregamento, tem-se

$$\omega_{sl}^c = \widehat{k}_s i_{qs}^{ec} \quad (4.3)$$

O valor exato de \widehat{k}_s é o que leva o sistema a operar em sintonia, ou seja, o que produz o escorregamento $\omega_{sl}^c = \omega_{sl}^*$. Logo,

$$k_s^* = \frac{1}{\tau_r^c i_{qs}^{ec}} \quad (4.4)$$

A estrutura básica de implementação da adaptação do ganho de escorregamento, baseada no controle adaptativo por modelo de referência, está apresentada em [ROW91]. A figura 4.1 ilustra esta estrutura em diagrama de blocos.

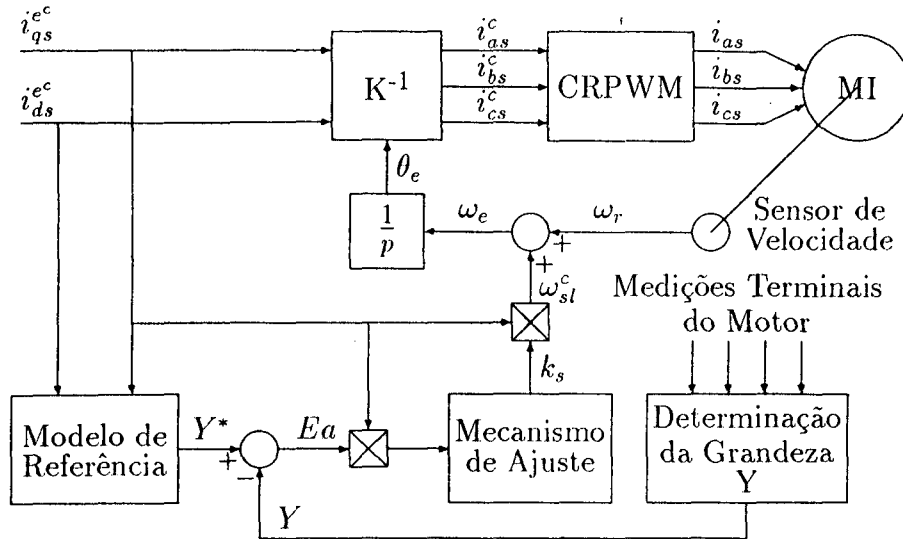


Figura 4.1: Diagrama de blocos da estrutura básica de implementação da adaptação do ganho de escorregamento utilizando MRAC

Na figura, o modelo de referência produz a saída Y^* a partir dos comandos i_{qs}^{ec} e i_{ds}^{ec} . Como o modelo de referência reflete o comportamento do motor de indução sob orientação de campo, Y^* será o valor de uma dada grandeza nesta condição de operação. Esta mesma grandeza é determinada a partir de medições terminais do motor para refletir o comportamento real deste. O valor assim obtido é representado por Y . A diferença $Y^* - Y$ constitui o erro de adaptação Ea e determina se o motor está ou não sob orientação de campo. Assim, constitui uma indicação do erro existente no ganho de escorregamento. Esta diferença é utilizada pelo mecanismo de adaptação para produzir o ganho \hat{k}_s de forma a levar o sistema a operar em sintonia.

Neste trabalho, o mecanismo de adaptação considerado consiste da seguinte lei de adaptação

$$\frac{d\hat{k}_s}{dt} = \gamma i_{qs}^{ec} Ea \quad (4.5)$$

O objetivo do mecanismo de adaptação é fazer com que o erro de adaptação convirja para zero. Se o sinal i_{qs}^{ec} tiver suficiente persistência de excitação, a convergência do erro de adaptação também significará a convergência do parâmetro \hat{k}_s para o valor k_s^* .

4.3 Modelos de Referência

O modelo de referência é a forma com que se especifica o comportamento desejado para o sistema. Idealmente, o objetivo do controle adaptativo por modelo de referência é fazer com que o sistema real apresente o mesmo comportamento do modelo de referência.

O interesse na adaptação de parâmetros do motor de indução advém do interesse em assegurar o desempenho do controle por campo orientado independentemente das variações ocorridas nos parâmetros do motor. Assim, o comportamento desejado para o motor de indução é aquele obtido quando sob orientação de campo. Esta é a condição de operação que deve ser refletida pelo modelo de referência.

Grandezas como o torque eletromagnético, a tensão estatórica e a potência reativa são dependentes do escorregamento. São, portanto, dependentes do erro de escorregamento, ou também, do ganho \widehat{k}_s . Sendo assim, estas grandezas podem refletir quão sintonizado está o sistema.

Na literatura, têm sido abordados modelos de referência que produzem como grandeza de saída o torque eletromagnético [LOR90], a potência reativa ou uma função correlacionada [GAR80, KOY85, ROW91], as componentes de eixo direto e de quadratura da tensão de estator [ROW91] e a magnitude da tensão de estator [ROW91].

A magnitude da tensão de estator não reflete exatamente a situação de sintonia [ROW91], podendo ser, entretanto, uma boa aproximação desta. Este capítulo limita-se à análise dos modelos de referência relacionados as grandezas torque eletromagnético, potência reativa e tensões de eixo direto e quadratura de estator. Isto porque estes modelos podem representar exatamente o comportamento do motor de indução sob orientação de campo, além de serem obtidos a partir de grandezas diretamente relacionadas ao motor.

Neste trabalho, cada modelo de referência será denominado pela grandeza que produzir como saída. Os modelos que serão analisados neste capítulo serão chamados de *algébricos* pois, como se verificará, não envolvem nenhuma dinâmica.

4.3.1 Modelo Torque Eletromagnético

A saída deste modelo de referência corresponde ao torque eletromagnético produzido pelo motor quando em sintonia. Deseja-se, com a adaptação do ganho \widehat{k}_s , fazer com que o motor produza o mesmo torque que produziria nesta condição.

O torque eletromagnético produzido quando em sintonia é dado pela equação 2.6.

Supondo imposição ideal de corrente, pode-se obter o torque eletromagnético a partir das referências i_{ds}^c e i_{qs}^c como [ROW91]:

$$Te^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^{ec} i_{qs}^{ec} \quad (4.6)$$

O torque real pode ser obtido, indiretamente, a partir da medição das tensões e correntes terminais do motor [ROW91]. Do modelo do motor de indução no sistema de coordenadas de campo obtém-se [REG]

$$Te = \frac{3}{2} (\lambda_{ds}^s i_{qs}^s - \lambda_{qs}^s i_{ds}^s) \quad (4.7)$$

$$\lambda_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \quad (4.8)$$

$$\lambda_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \quad (4.9)$$

O erro de adaptação é constituído pela diferença entre os valores do torque obtidos do modelo de referência e da estimativa real. Assim,

$$Ea^{Te} = Te^* - Te \quad (4.10)$$

4.3.2 Modelo Tensão de Eixo Direto

Como apresentado em [ROW91], este modelo apresenta como saída a componente de eixo direto da tensão de estator supondo as condições de sintonia, de operação a fluxo contante e de operação em regime permanente.

A tensão de eixo direto de estator é dada por [REG]

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (4.11)$$

$$= R_s i_{ds}^e - \omega_e L_\sigma i_{qs}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \quad (4.12)$$

Nas condições supracitadas, tem-se

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e - \omega_e L_\sigma i_{qs}^e \quad (4.13)$$

Supondo imposição ideal de correntes, pode-se obter a tensão de eixo direto a partir das referências i_{ds}^{ec} e i_{qs}^{ec} . Assim,

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^{ec} - \omega_e L_\sigma i_{qs}^{ec} \quad (4.14)$$

O erro de adaptação é obtido pela diferença entre esta referência e o valor real da tensão de eixo direto de estator. Utilizando a equação 4.12, obtém-se

$$Ea^{vds} = v_{ds}^* - v_{ds}^e \quad (4.15)$$

$$= \frac{L_m}{L_r} \omega_e \lambda_{qr}^e \quad (4.16)$$

onde o termo $p \lambda_{ds}^e$ foi ignorado devido a hipótese de operação a fluxo constante.

4.3.3 Modelo Tensão de Eixo de Quadratura

Este modelo de referência produz como saída a componente de eixo de quadratura da tensão de estator nas condições de sintonia, fluxo contante e regime permanente [ROW91].

A tensão de eixo de quadratura de estator é dada por [REG]

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (4.17)$$

$$= R_s i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e (\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e) \quad (4.18)$$

Nas condições acima citadas, tem-se

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (4.19)$$

Supondo imposição ideal de correntes, pode-se obter a tensão de eixo de quadratura a partir das referências i_{ds}^{ec} e i_{qs}^{ec} . Assim,

$$v_{qs}^* = R_s i_{qs}^{ec} + \omega_e L_s i_{ds}^{ec} \quad (4.20)$$

O erro de adaptação é obtido pela diferença entre o valor real e esta referência da tensão de eixo de quadratura de estator. A inversão de sinal é considerada para manter a convenção do sinal do erro de adaptação em função do erro de escorregamento. Utilizando a equação 4.18, obtém-se

$$Ea^{vqs} = v_{qs}^e - v_{qs}^* \quad (4.21)$$

$$= \omega_e \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e) + p \lambda_{qs}^e \quad (4.22)$$

4.3.4 Modelo Potência Reativa

A potência reativa, nos termos das variáveis no sistema de coordenadas de campo, é dada por

$$Pr = v_{qs}^e i_{ds}^e - v_{ds}^e i_{qs}^e \quad (4.23)$$

Utilizando as expressões das tensões de estator em regime permanente e sob as condições de sintonia e fluxo constante (equações 4.13 e 4.19), obtém-se

$$Pr = \omega_e (L_s i_{ds}^{e2} + L_\sigma i_{qs}^{e2}) \quad (4.24)$$

Supondo imposição ideal de correntes, pode-se obter a potência reativa, nas condições citadas, a partir das referências de corrente i_{ds}^{ec} e i_{qs}^{ec} . Assim,

$$Pr^* = \omega_e [L_s (i_{ds}^{ec})^2 + L_\sigma (i_{qs}^{ec})^2] \quad (4.25)$$

O erro de adaptação é dado pela diferença entre o valor real da potência reativa (equação 4.27) e o valor de referência obtido como acima. A inversão de sinal deve-se ao mesmo fato considerado no caso do modelo tensão de eixo de quadratura. Desta forma,

$$Ea^{Pr} = Pr - Pr^* \quad (4.26)$$

Considerando a operação a fluxo constante e utilizando as equações 4.12 e 4.18, pode-se reecrevar a expressão da potência reativa 4.23 na forma

$$Pr = \omega_e (L_s i_{ds}^{e2} + L_\sigma i_{qs}^{e2}) + \omega_e \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} - L_m i_{ds}^e) + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr} i_{qs}^e + i_{ds}^e p \lambda_{qs}^e \quad (4.27)$$

Identificando o primeiro termo desta equação como sendo Pr^* , tem-se

$$Ea^{Pr} = \omega_e \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} - L_m i_{ds}^e) + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr} i_{qs}^e + i_{ds}^e p \lambda_{qs}^e \quad (4.28)$$

4.4 Análise do Erro de Adaptação

Quando o sistema está em sintonia, o ganho $\widehat{k_s}$ e o escorregamento ω_{sl}^c são dados por

$$k_s^* = \frac{1}{\tau_r i_{ds}^{ec}} \quad (4.29)$$

$$\omega_{sl}^* = k_s^* i_{qs}^{ec} \quad (4.30)$$

Quando o ganho de escorregamento não corresponde a k_s^* , o escorregamento imposto pelo controle é dado por

$$\omega_{sl}^c = \widehat{k_s} i_{qs}^{ec} = x \omega_{sl}^* = x k_s^* i_{qs}^{ec} \quad (4.31)$$

Esta formulação é bastante adequada, pois o erro de escorregamento x , considerado no capítulo 2, relaciona-se com o ganho de escorregamento pela expressão

$$x = \frac{\widehat{k_s}}{k_s^*} \quad (4.32)$$

Desta forma, a análise do erro de adaptação pode também ser apresentada em termos do erro de escorregamento x .

4.4.1 Análise em Regime Permanente

Em regime permanente, as componentes de eixo direto e quadratura do fluxo de rotor são dadas, em função do erro de escorregamento x , pelas equações 2.18 e 2.17, respectivamente.

Utilizando estas equações pode-se obter expressões para o erro de adaptação em função de x para cada um dos modelos de referência em questão, considerando que o motor opera em regime permanente.

O erro de adaptação produzido pelo modelo de referência torque eletromagnético pode ser obtido diretamente de 2.20 [R&J93]

$$Ea^{Te} = Te^* - Te = Te^* \left\{ \frac{(1-x) \left[1 - x(i_{qs}^e/i_{ds}^e)^2 \right]}{1 + (xi_{qs}^e/i_{ds}^e)^2} \right\} \quad (4.33)$$

Para o modelo de referência tensão de eixo direto, a expressão para o erro de adaptação Ea pode ser obtida levando-se as equações 2.17 e 2.18 na equação 4.16 ¹. Assim, tem-se [R&J93]

$$Ea^{vds} = v_{ds}^* - v_{ds}^e = R_r i_{ds}^e \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \left[\tau_r \omega_r + x(i_{qs}^e/i_{ds}^e) \right] \frac{(1-x)(i_{qs}^e/i_{ds}^e)}{1 + (xi_{qs}^e/i_{ds}^e)^2} \quad (4.34)$$

O mesmo procedimento pode ser aplicado sobre a equação 4.22 para obter-se a expressão do erro de adaptação para o modelo de referência tensão de eixo de quadratura. Assim, [R&J93]

$$Ea^{vqs} = v_{qs}^e - v_{qs}^* = R_r i_{ds}^e \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \left[\tau_r \omega_r + x(i_{qs}^e/i_{ds}^e) \right] \frac{x(1-x)(i_{qs}^e/i_{ds}^e)^2}{1 + (xi_{qs}^e/i_{ds}^e)^2} \quad (4.35)$$

Da mesma forma pode-se obter o erro de adaptação produzido pelo modelo de referência potência reativa. De 4.28, obtém-se [R&J93]

$$Ea^{Pr} = Pr - Pr^* = R_r i_{ds}^{e^2} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \left[\tau_r \omega_r + x(i_{qs}^e/i_{ds}^e) \right] \frac{(1-x^2)(i_{qs}^e/i_{ds}^e)^2}{1 + (xi_{qs}^e/i_{ds}^e)^2} \quad (4.36)$$

Estas equações descrevem o erro de adaptação em função do erro de escorregamento x para os modelos de referência em questão. De uma análise preliminar destas equações, pode-se concluir que [R&J93]

¹Os termos derivativos foram desconsiderados, pois a análise é para regime permanente.

- O erro de adaptação depende da relação i_{qs}^e/i_{ds}^e . Esta relação expressa a condição de carga do motor. Isto significa que o erro de adaptação será dependente da carga aplicada ao motor;
- Em sintonia, o erro de adaptação é nulo para todos os modelos de referência considerados. Pode-se verificar isto substituindo x por 1 nas equações 4.33 a 4.36;
- Com exceção do modelo torque eletromagnético, o erro de adaptação produzido pelos demais modelos de referência é dependente da velocidade de operação do motor;
- O erro de adaptação depende do erro de escorregamento x por uma relação não-linear. Pode-se notar uma forma semelhante nesta dependência, principalmente em relação aos modelos de referência tensão de eixo direto e quadratura. Neste caso particular, pode-se escrever $Ea^{vqs} = x(i_{qs}^e/i_{ds}^e)Ea^{vds}$;
- Em relação ao modelo potência reativa, pode-se escrever

$$Ea^{Pr} = i_{ds}^e \left(Ea^{vqs} + (i_{qs}^e/i_{ds}^e)Ea^{vds} \right)$$

As equações 4.33 a 4.36 são válidas tanto para malha aberta como para malha fechada. Para a operação em malha fechada, entretanto, i_{qs}^e deve ser obtida da equação 2.36 em função da carga considerada.

As figuras 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5 ilustram o erro de adaptação (por unidade) obtido por meio dos modelos de referência torque eletromagnético, tensão no eixo direto, tensão no eixo de quadratura e potência reativa, respectivamente. Os gráficos são apresentados em função do erro de escorregamento x , considerando vários valores de carga. Estes resultados consideram a operação em malha fechada com i_{ds}^e ajustado para produzir fluxo nominal quando em sintonia.

Os resultados apresentados nestes gráficos e a análise das equações 4.33 a 4.36 permitem concluir que

1. Em geral, o erro de adaptação é tanto maior quanto maior a carga acoplada ao motor ou, equivalentemente, quanto maior a relação i_{qs}^e/i_{ds}^e ;
2. O modelo tensão no eixo direto é o único em que isto não ocorre para todos os valores de x . Para $x > 1$, o erro de adaptação é menor quanto maior a carga considerada;
3. O erro de adaptação é nulo para $i_{qs}^e = 0$ independentemente do valor de x . Isto significa que não existe adaptação quando o motor opera sem carga acoplada. A existência de

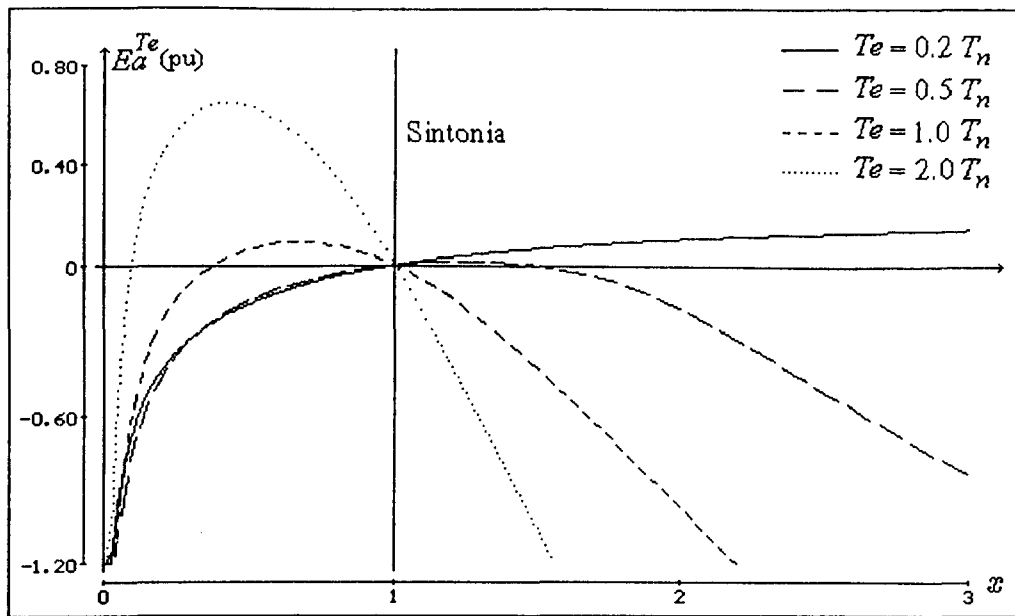


Figura 4.2: Erro de Adaptação em regime permanente e malha fechada - Modelo Torque Eletromagnético

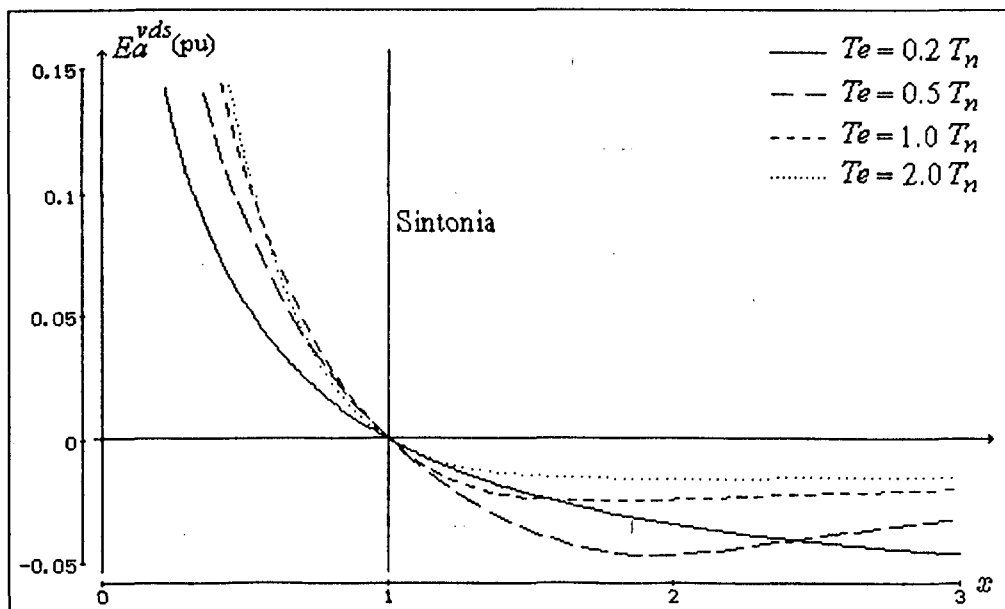


Figura 4.3: Erro de Adaptação em regime permanente e malha fechada - Modelo Tensão no Eixo Direto

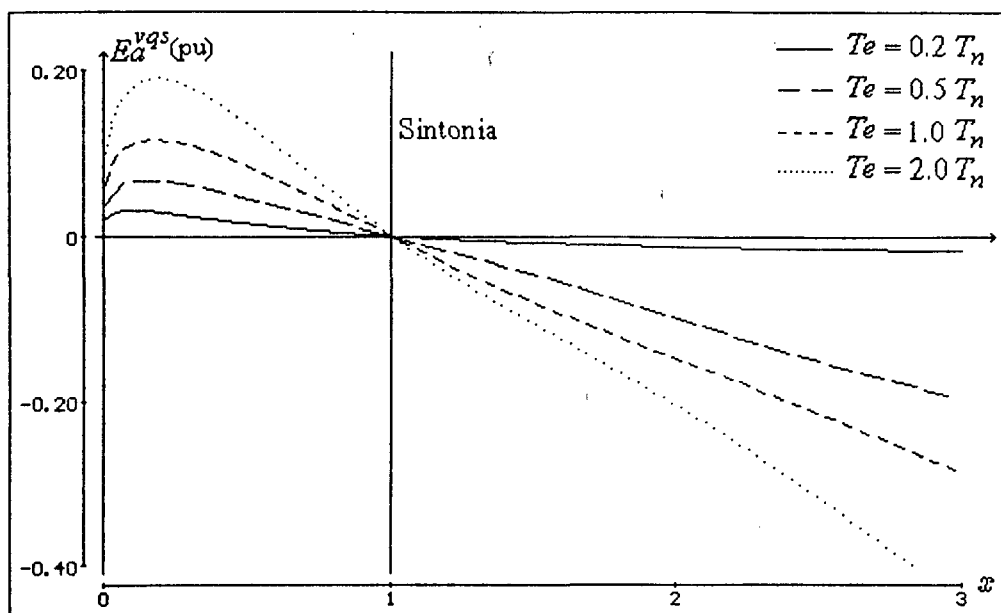


Figura 4.4: Erro de Adaptação em regime permanente e malha fechada - Modelo Tensão no Eixo de Quadratura

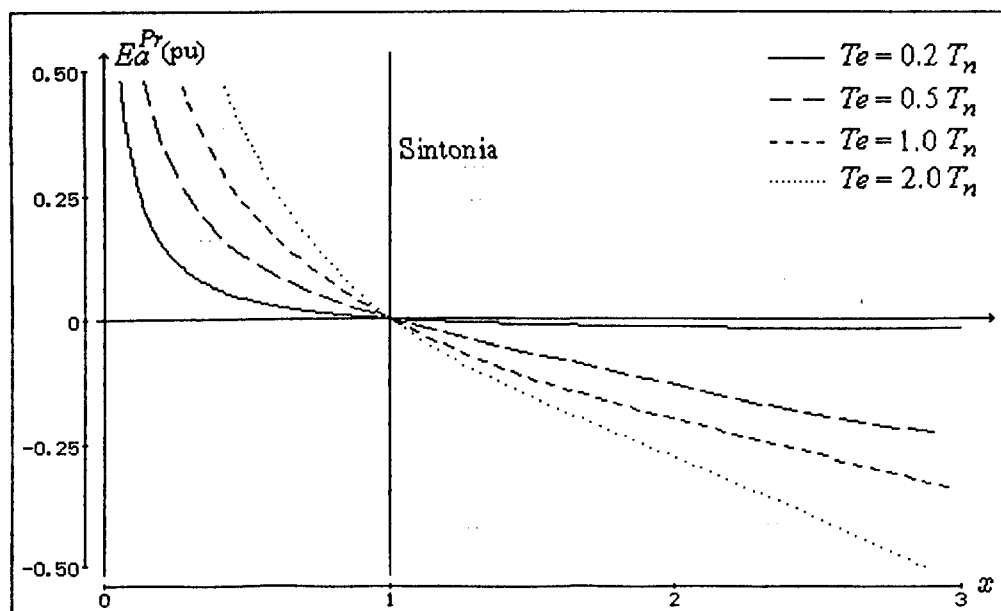


Figura 4.5: Erro de Adaptação em regime permanente e malha fechada - Modelo Potência Reativa

adaptação do parâmetro \widehat{k}_s no sentido de fazer o erro de adaptação convergir para zero é dependente da persistência de excitação do sinal de entrada i_{qs}^e ;

4. O erro de adaptação é nulo na situação de sintonia. Isto significa que a condição de sintonia é um ponto de equilíbrio do sistema;
5. Para o caso do modelo torque eletromagnético, o sinal do erro de adaptação depende, além de x , da carga acoplada. Esta característica pode levar a problemas de convergência do ganho \widehat{k}_s por meio da estrutura de adaptação considerada [ROW91];
6. Para todos os demais casos, o erro de adaptação é positivo para $x < 1$ e negativo para $x > 1$ ²;
7. O modelo tensão de eixo de quadratura é o que apresenta o comportamento mais linear do erro de adaptação próximo da condição de sintonia $x = 1$.

Uma característica importante para a adaptação do parâmetro \widehat{k}_s é a sensibilidade do erro de adaptação em relação ao erro de escorregamento. Esta sensibilidade corresponde, essencialmente, a derivada das curvas apresentadas nas figuras 4.2 a 4.5. Ela traduz a maior ou menor capacidade de um dado modelo de referência em traduzir um erro de escorregamento em um erro de adaptação.

A sensibilidade é dependente da carga aplicada ao motor. De uma forma geral, pode-se dizer que para $x < 1$ a sensibilidade é maior para os modelos de referência tensão de eixo direto e potência reativa. Para $x > 1$, a sensibilidade é maior para os modelos tensão de eixo de quadratura e pelo modelo torque eletromagnético, principalmente para cargas elevadas.

4.4.2 Análise em Estado Transitório

A evolução dos fluxos rotóricos de eixo direto e de quadratura em resposta a transitórios em i_{qs}^e e i_{ds}^e é governada pelas equações 2.9 e 2.10.

O transitório nos fluxos rotóricos se reflete no erro de adaptação produzido pelos modelos de referência. Desta forma, o erro de adaptação terá um comportamento transitório e, se o sistema for estável, tenderá ao comportamento de regime permanente abordado na seção anterior. O transitório nos fluxos rotóricos somente ocorre se o sistema estiver fora de sintonia.

²É importante notar que, em situações normais de operação do motor, o sinal do erro de adaptação independe da velocidade de operação do motor.

Observando as equações 4.22 e 4.28, nota-se a existência de termos derivativos de i_{qs}^e . Isto mostra que transitórios nesta corrente afetam diretamente o erro de adaptação. Como consequência, um erro de adaptação é produzido, durante transitórios de i_{qs}^e , independentemente de existir ou não erro de escorregamento. Isto ocorre porque estes modelos de referência são válidos somente para operação em regime permanente, condição suposta no desenvolvimento deles.

O efeito de transitório de i_{qs}^e sobre o erro de adaptação não se verifica para os modelos torque eletromagnético e tensão de eixo direto. Isto porque, o torque eletromagnético e a tensão de eixo direto de estator dependem apenas da magnitude de i_{qs}^e , não dependendo de sua derivada.

O comportamento da adaptação de parâmetros durante a operação transitória do motor é ilustrado a seguir por meio de dois testes. Os resultados são obtidos por meio de simulação e estão ilustrados nas figuras 4.6 a 4.13.

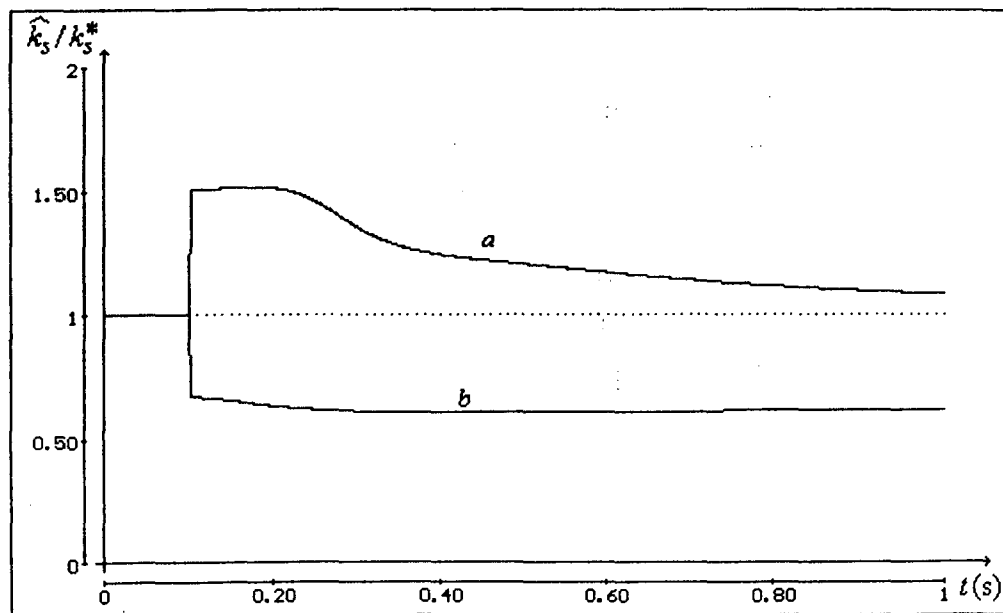


Figura 4.6: Comportamento do parâmetro \hat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Torque Eletromagnético. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \hat{k}_s .

Nas simulações apresentadas nas figuras 4.6 a 4.9, o motor é considerado operando em regime permanente com velocidade igual a metade de sua velocidade nominal e produzindo torque igual a 80% do seu torque nominal. A componente i_{ds}^e é constante e ajustada de forma a produzir fluxo nominal quando em sintonia. A evolução da adaptação é consequência da introdução de um erro no parâmetro \hat{k}_s em $t = 0.1s$. A convergência do parâmetro de-

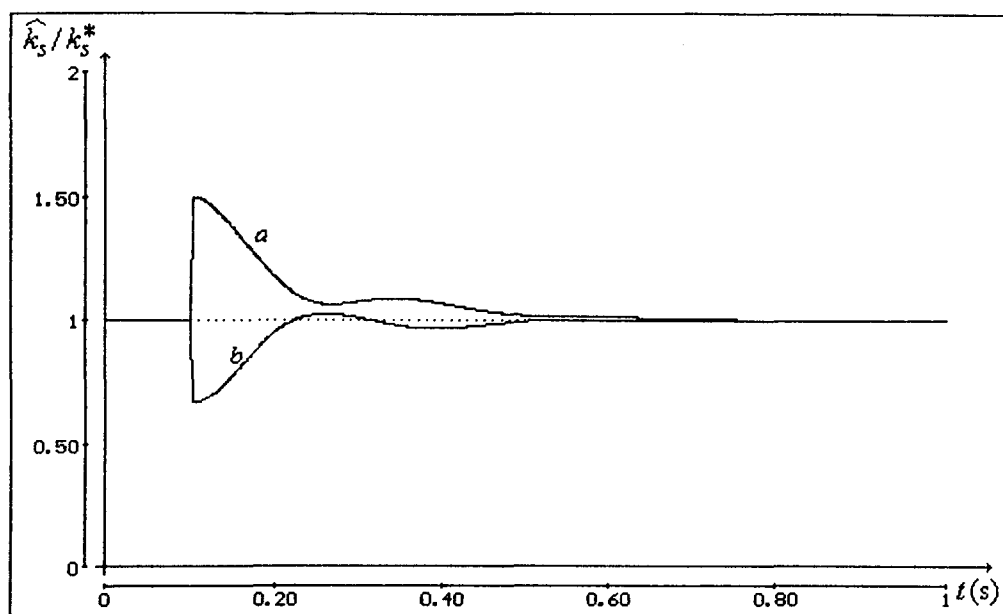


Figura 4.7: Comportamento do parâmetro \hat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Tensão de Eixo Direto. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \hat{k}_s .

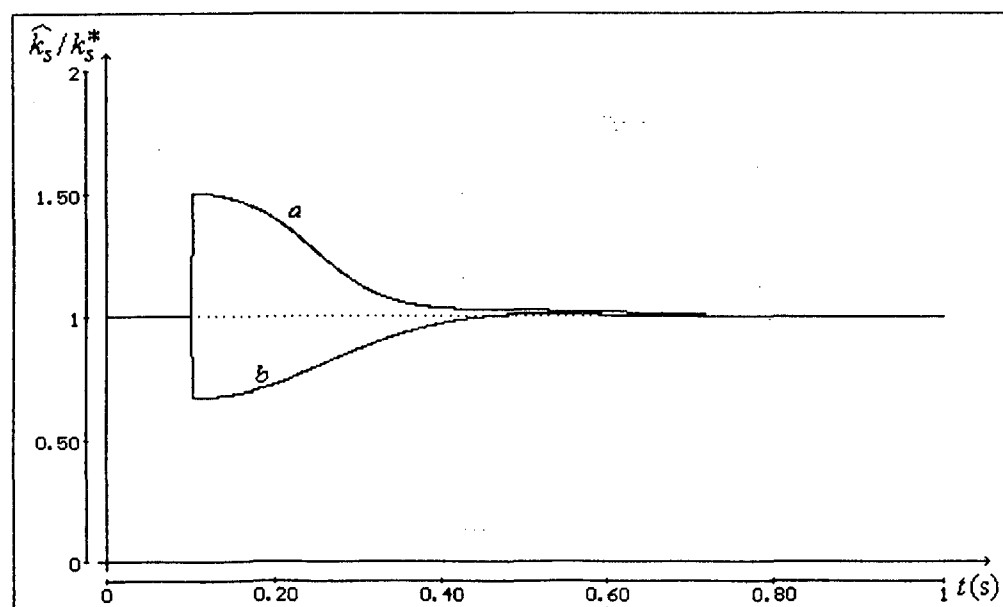


Figura 4.8: Comportamento do parâmetro \hat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Tensão de Eixo de Quadratura. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \hat{k}_s .

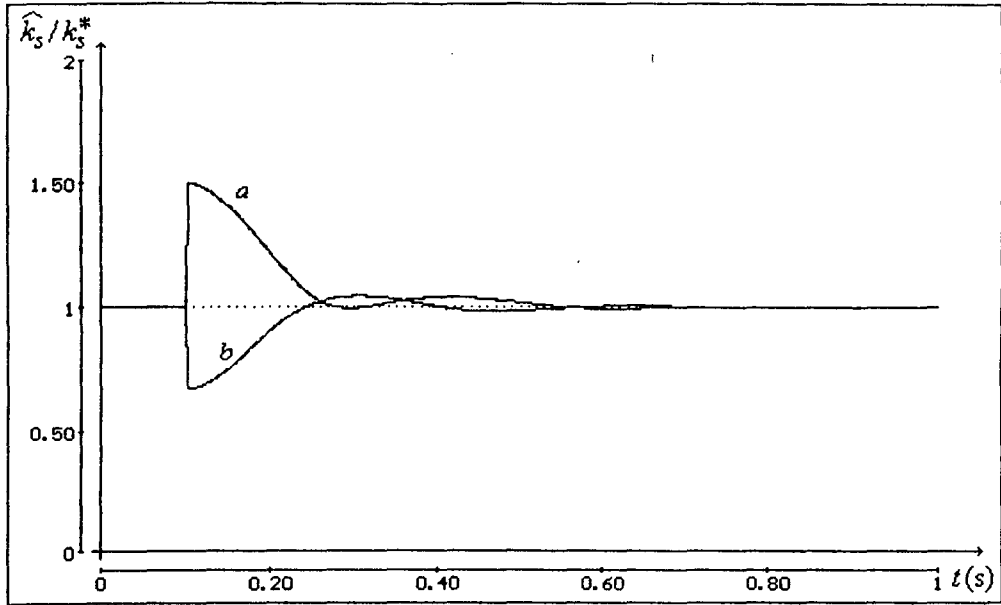


Figura 4.9: Comportamento do parâmetro \hat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Potência Reativa. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \hat{k}_s .

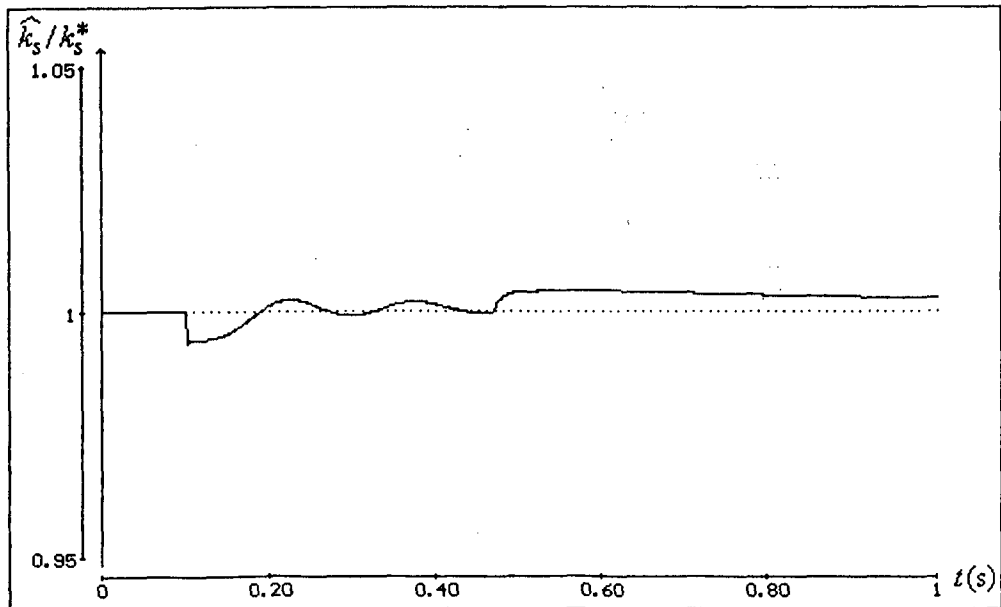


Figura 4.10: Comportamento do parâmetro \hat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Torque Eletromagnético. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$.

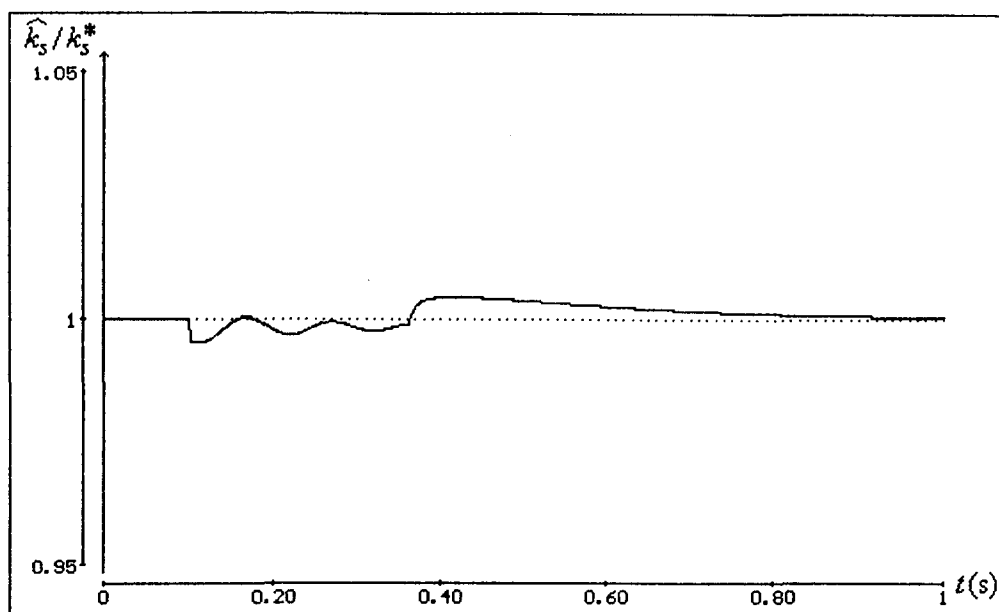


Figura 4.11: Comportamento do parâmetro \hat{k}_s durante transiente de velocidade - Modelo de Referência Tensão de Eixo Direto. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$.

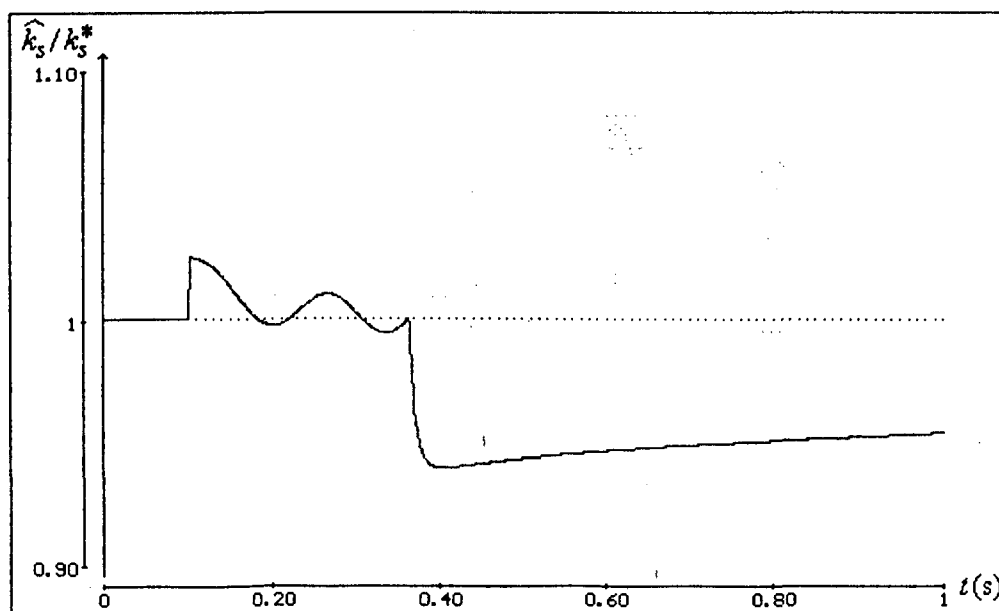


Figura 4.12: Comportamento do parâmetro \hat{k}_s durante transiente de velocidade - Modelo de Referência Tensão de Eixo de Quadratura. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$.

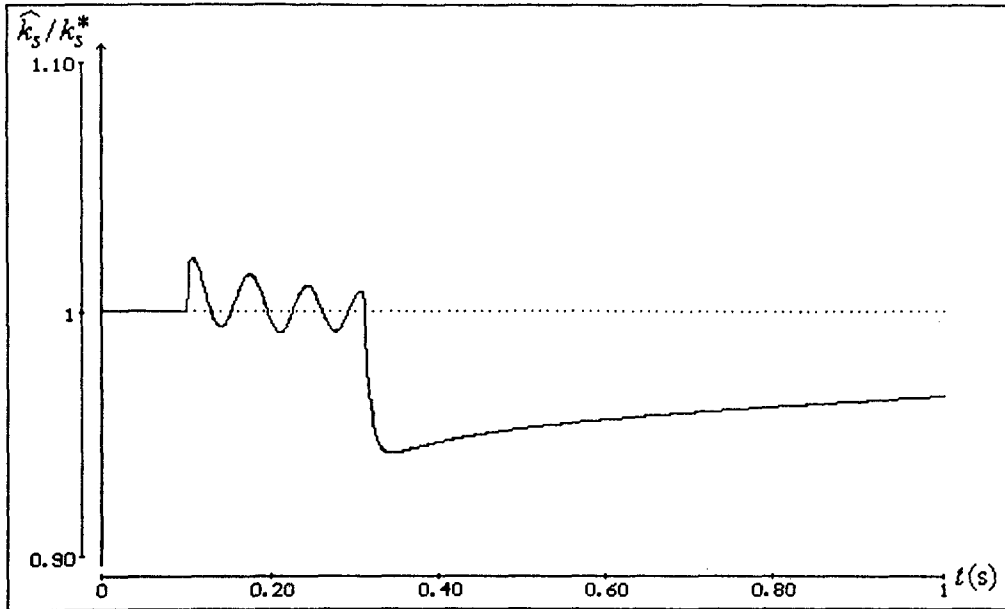


Figura 4.13: Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Potência Reativa. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$.

pende da constante γ , conhecida como o ganho de adaptação. Esta constante foi escolhida empiricamente visando obter uma convergência que não apresenta-se muitas oscilações nas condições extremas de carga e velocidade de operação.

Dado que neste teste não são impostos transitórios de velocidade ou torque de carga, o erro produzido por cada um dos modelos de referência é próximo ao erro produzido em regime permanente, analisado na seção anterior. Pode-se verificar que a convergência do parâmetro se dá de forma diferenciada para os modelos de referência considerados. No modelo tensão de eixo de quadratura e, com maior ênfase, no modelo torque eletromagnético, a convergência do parâmetro se dá de forma mais lenta. Tal fato é consequência da dependência mais forte destes modelos em relação a carga, resultando num ajuste com um menor valor de ganho de adaptação γ . A convergência do parâmetro por meio dos modelos tensão de eixo direto e potência reativa é semelhante neste caso.

As figuras 4.10 a 4.13, apresentam simulações do comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante um transitório de velocidade. O mesmo ajuste de γ do teste anterior é considerado. O motor opera inicialmente em sintonia com 50% de sua velocidade nominal e 20% de seu torque nominal. No instante $t = 0.1s$ é aplicado um degrau na referência de velocidade elevando-a de 50% para 100% da velocidade nominal. A componente i_{ds}^c é considerada constante e ajustada da mesma forma que no teste anterior.

Os resultados mostram que, para todos os modelos de referência considerados, um

erro de adaptação é introduzido, embora o sistema esteja inicialmente em sintonia. Duas razões básicas são causas deste comportamento:

1. O erro proveniente da imposição não ideal de correntes;
2. A não validade dos modelos de referência durante o estado transitório de operação do motor.

A primeira razão é pouco influente, fato que pode ser verificado da pequena variação no parâmetro \widehat{k}_s para os modelos torque eletromagnético e tensão de eixo direto. Estes modelos não dependem de transitórios da componente de quadratura da corrente de estator e, portanto, não tem relação com a segunda razão.

Os modelos tensão de eixo de quadratura e potência reativa, são afetados diretamente por um termo derivativo da componente i_{qs}^e da corrente de estator, como pode ser visto nas equações 4.22 e 4.28. Como i_{qs}^e é a componente de torque da corrente de estator, um transitório aplicado à referência de velocidade produz um transitório de i_{qs}^e . Assim, durante transitórios de velocidade, estes modelos de referência não representam exatamente o comportamento desejado para o motor de indução e, por consequência, um falso erro de adaptação é introduzido por ocasião deste transitório. Este falso erro de adaptação faz com que o parâmetro \widehat{k}_s divirja de seu valor de sintonia, levando o sistema a operar fora de sintonia.

É importante não confundir o comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante um transitório de velocidade com um comportamento instável do controle adaptativo por modelo de referência. Na verdade, como o modelo de referência não pode prever o comportamento do motor de indução sob orientação de campo durante um transitório de velocidade, o fato do parâmetro \widehat{k}_s ser adaptado para levar o erro de adaptação para zero não coincide com o propósito de levar o motor de indução a operar na condição de orientação de campo. Assim, o parâmetro \widehat{k}_s é levado a convergir para um valor diverso de seu valor de sintonia k_s^* , sendo este o comportamento estável do controle adaptativo por modelo de referência.

4.5 Limitações dos Modelos de Referência

4.5.1 Dependência de Parâmetros

Todos os modelos de referência analisados dependem de parâmetros do motor.

Os modelos de referência torque eletromagnético e potência reativa dependem so-

mente de indutâncias do motor, mais especificamente das indutâncias L_m e L_r , para o caso do torque, e das indutâncias L_s e L_σ para o caso da potência reativa. As indutâncias, principalmente a indutância de magnetização L_m , variam em função do nível de saturação do meio magnético. A indutância L_σ também varia com a carga aplicada ao motor [ROW91].

Os modelos de referência tensão de eixo direto e tensão de eixo de quadratura, dependem da resistência do estator R_s , além das indutâncias L_s e L_σ , respectivamente. A resistência de estator varia com a temperatura, porém de forma menos acentuada que a resistência de rotor R_r [ROW91].

É importante ressaltar que embora o modelo de referência torque eletromagnético independa da resistência do estator R_s , a obtenção da estimativa do torque a partir da medição das tensões é dependente deste parâmetro.

4.5.2 Complexidade de Implementação

Na implementação de um modelo de referência, a complexidade está relacionada ao número de operações aritméticas que devem ser realizadas. Neste aspecto, pode-se dizer que os modelos analisados possuem praticamente a mesma complexidade.

Do ponto de vista da medição da grandeza de interesse, a complexidade está relacionada a facilidade/dificuldade de medição direta ou indireta desta grandeza. Sendo assim, os modelos tensão de eixo direto e de quadratura possuem a menor complexidade, pois as tensões de estator podem ser medidas diretamente.

Para os casos dos modelos torque eletromagnético e potência reativa, a medição indireta da grandeza de interesse é mais adequada. No modelo potência reativa, além da medição das tensões de estator é necessária a medição das correntes de estator. No modelo torque eletromagnético, além da medição das tensões e correntes de estator, é necessário realizar uma integração para determinar os fluxos de eixo direto e quadratura de estator e, por fim, determinar o torque.

Os modelos de referência podem ser ordenados de acordo com a complexidade de implementação do controle adaptativo por modelo de referência da seguinte forma, em ordem decrescente de complexidade,

Modelo de Referência Torque Eletromagnético

Modelo de Referência Potência Reativa

Modelos de Referência Tensão de Eixo Direto e Quadratura

Para o modelo potência reativa, a necessidade de medição da corrente de estator pode ser eliminada na hipótese de imposição ideal de corrente. Assim, a complexidade de implementação se iguala aos modelos tensão de eixo direto e quadratura.

4.5.3 Limites de Operação

A medição indireta do torque eletromagnético a partir das tensões estatóricas necessita da integração destas tensões. A integração de sinais de baixa frequência apresenta problemas de “overflow” aritmético e/ou saturação. Por este motivo, a aplicação desta técnica limita a faixa de velocidade de operação do motor para velocidades superiores a cerca de 5% da velocidade nominal [NOV86].

Para os demais casos, o erro de adaptação é dependente da velocidade de operação do motor. Pode-se verificar através das equações 4.16, 4.22 e 4.28 que a magnitude do sinal de erro diminui com a redução da velocidade para um mesmo valor de erro de escorregamento. Embora este fator não limite a faixa de velocidade de operação do motor, indica que, em baixas velocidades, o desempenho da adaptação será degradado.

4.5.4 Dependência da Carga

O erro de adaptação produzido pelos modelos de referência considerados é dependente da relação i_{qs}^e/i_{ds}^e . Esta relação expressa a condição de carga do motor, sendo tanto maior quanto maior a carga aplicada.

Para todos os modelos considerados, o erro de adaptação em regime permanente é nulo quando o motor opera a vazio ($i_{qs}^e = 0$), independentemente do valor de x . Em geral, o erro de adaptação aumenta com o aumento da carga, para um mesmo valor de x . Isto somente não acontece para o modelo tensão de eixo direto com $x > 1$.

A dependência da carga é crítica somente para o modelo torque eletromagnético. Neste modelo, para um mesmo valor de x , verifica-se que há uma inversão de sinal no erro de adaptação como efeito da variação de carga. Este fato introduz problemas de convergência do parâmetro \widehat{k}_s quando este modelo é utilizado na estrutura de adaptação considerada [ROW91]. Isto está ilustrado na figura 4.14. Esta figura mostra o comportamento do parâmetro \widehat{k}_s considerando apenas uma modificação de carga em relação a simulação apresentada na figura 4.6. Aqui a carga considerada é 20% do torque nominal (80% do torque nominal na figura 4.6).

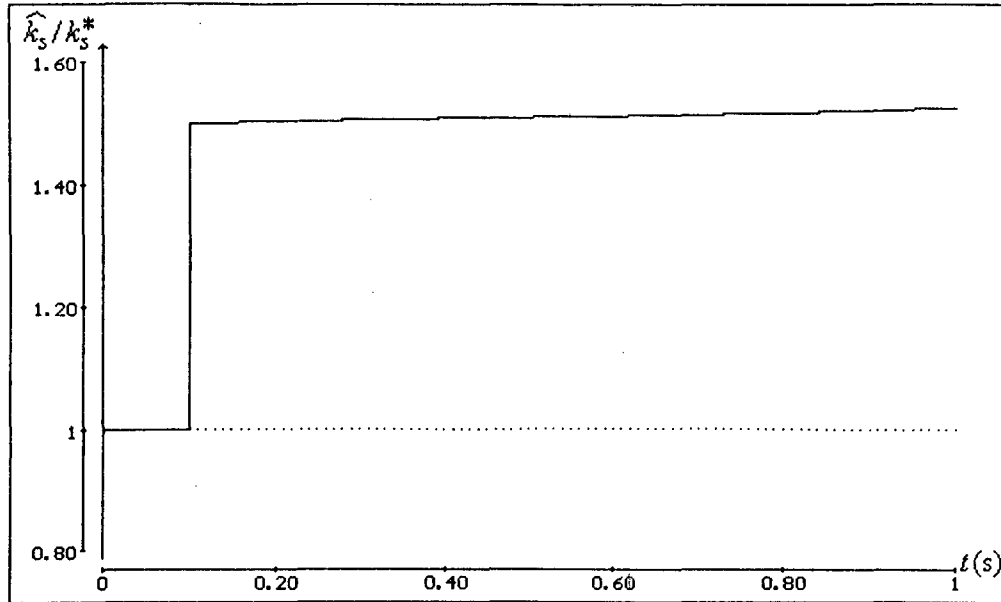


Figura 4.14: Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência do Torque Eletromagnético. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de +50% no parâmetro \widehat{k}_s .

4.6 Conclusão

Neste capítulo, a adaptação do ganho de escorregamento por meio do controle adaptativo por modelo de referência foi analisada. Sobre uma mesma estrutura de adaptação foram considerados quatro modelos de referência, a saber: o modelo torque eletromagnético, o modelo tensão de eixo direto, o modelo tensão de eixo de quadratura e o modelo potência reativa.

A análise foi dividida em diversos aspectos salientando-se a análise do erro de adaptação em regime permanente e a análise do comportamento transitório do parâmetro \widehat{k}_s .

As principais conclusões de caráter geral podem ser colocadas como segue.

- O erro de adaptação é dependente da exigência de carga do motor;
- Em particular, o erro de adaptação é nulo quando $i_{qs}^{ec} = 0$, revelando que a convergência do parâmetro é prejudicada quando o motor opera com pequenas cargas;
- O erro de adaptação é nulo quando o motor opera em sintonia, ou seja, a sintonia corresponde a um ponto de equilíbrio do sistema;

As características de cada modelo de referência analisado, de acordo com os vários aspectos considerados, podem ser resumidas da seguinte forma.

Modelo de Referência Torque Eletromagnético

- É altamente dependente da carga.
- Possui problemas de convergência devido a esta dependência.
- Pode apresentar bons resultados para cargas próximas a carga nominal ou maiores.
- Possui a maior complexidade de implementação.
- A medição indireta do torque a partir das tensões de estator limita a faixa de operação do motor e é dependente da resistência de estator.
- Pode ser utilizado se a adaptação for congelada quando o motor opera com baixas cargas e/ou baixas velocidades.
- Apresenta sensibilidade ao erro de escorregamento adequada.

Modelo de Referência Tensão de Eixo Direto

- É dependente da carga em grau intermediário aos modelos torque eletromagnético e tensão de eixo de quadratura.
- Para $x > 1$, diferentemente dos demais modelos de referência, apresenta erro de adaptação tanto menor quanto maior a carga aplicada;
- Devido a esta característica, a adaptação mesmo com cargas pequenas é adequada.
- A convergência do parâmetro $\widehat{k_s}$ é adequada.
- Considerando i_{ds}^{ec} constante, o modelo é válido tanto para o regime permanente como para o transitório.
- É de baixa complexidade de implementação.
- É dependente da resistência de estator, parâmetro que varia com a temperatura.
- O erro de adaptação é dependente da velocidade de operação do motor. A adaptação em baixas velocidades é mais lenta.
- Apresenta maior sensibilidade ao erro de escorregamento na faixa $x < 1$.

Modelo de Referência Tensão de Eixo de Quadratura

- É dependente da carga, porém em menor grau que o modelo torque eletromagnético.
- O erro de adaptação é tanto maior quanto maior a carga aplicada ao motor.
- A convergência do parâmetro \widehat{k}_s é adequada.
- O modelo não representa adequadamente o comportamento transitório do motor de indução sob orientação de campo por desconsiderar um termo derivativo de i_{qs}^{ec} .
- Por esta razão, o desempenho da adaptação do parâmetro \widehat{k}_s durante transitórios de velocidade fica prejudicado.
- É de baixa complexidade de implementação.
- É dependente da resistência de estator, parâmetro que varia com a temperatura.
- O erro de adaptação é dependente da velocidade de operação. A adaptação em baixas velocidades é mais lenta.
- Apresenta maior sensibilidade ao erro de escorregamento na faixa $x > 1$.

Modelo de Referência Potência Reativa

- É dependente da carga em grau intermediário aos modelos tensão de eixo de quadratura e tensão de eixo direto.
- O erro de adaptação é tanto maior quanto maior a carga aplicada ao motor.
- A convergência do parâmetro \widehat{k}_s é adequada.
- O modelo não representa adequadamente o comportamento transitório do motor de indução sob orientação de campo por desconsiderar um termo derivativo de i_{qs}^{ec} .
- Por esta razão, o desempenho da adaptação do parâmetro \widehat{k}_s durante transitórios de velocidade fica prejudicado.
- A complexidade de implementação é intermediária aos modelos torque eletromagnético e tensão de eixo direto ou quadratura.
- Independente da resistência de estator. Depende das indutâncias L_s e L_σ ;

- O erro de adaptação é dependente da velocidade de operação do motor. A adaptação em baixas velocidades é mais lenta.
- Apresenta maior sensibilidade ao de escorregamento na faixa $x < 1$.

Capítulo 5

Modelos de Referência Dinâmicos

5.1 Introdução

No capítulo 4 foi analisado o desempenho de quatro modelos de referência na adaptação do ganho de escorregamento utilizando uma mesma estrutura de adaptação baseada no MRAC.

As principais conclusões daquela análise podem ser resumidas como:

1. A adaptação por meio do modelo torque eletromagnético apresenta problemas de convergência do parâmetro \widehat{k}_s devido a dependência deste modelo à carga aplicada ao motor. Assim, sob determinadas condições de carga pode-se não obter a convergência do parâmetro \widehat{k}_s ;
2. A adaptação por meio do modelo tensão de eixo direto apresenta boas características de convergência do parâmetro \widehat{k}_s tanto no funcionamento em regime permanente como durante transitórios de velocidade do motor;
3. A adaptação por meio dos modelos tensão de eixo de quadratura e potência reativa apresenta boas características de convergência do parâmetro \widehat{k}_s quando o motor opera em regime permanente. Entretanto, durante transitórios de velocidade, estes modelos produzem falsos erros de adaptação que prejudicam a convergência do parâmetro. Isto ocorre porque estes modelos não consideram o comportamento transitório do motor com campo orientado, ou seja, são válidos apenas em regime permanente;

Estas conclusões permitiriam apontar, num primeiro momento, o modelo de referência tensão de eixo direto como o que resume as melhores características em relação a adaptação do ganho de escorregamento. Entretanto, como os modelos tensão de eixo de

quadratura e potência reativa não predizem corretamente o comportamento desejado para o motor de indução com campo orientado durante o transitório, não é possível comparar diretamente os resultados obtidos por meio destes modelos com os obtidos por meio do modelo tensão de eixo direto.

A busca de um modelo genérico que represente o comportamento do motor de indução sob orientação de campo tanto no regime permanente como no transitório coloca-se como peça fundamental para determinar-se qual o melhor desempenho possível de se obter com a estrutura de adaptação considerada.

Neste capítulo, um modelo de referência genérico capaz de predizer o comportamento do motor de indução com campo orientado tanto no regime permanente como no transitório é proposto. Este modelo, que será denominado de modelo dinâmico, é obtido a partir do modelo do motor de indução com campo orientado considerando o seu comportamento transitório.

A partir do modelo dinâmico desenvolvido, são obtidos os modelos de referência que produzem como grandeza de saída a tensão de eixo de quadratura de estator e a potência reativa. Através de simulações, o desempenho da adaptação durante transitórios de velocidade é comparado ao obtido por meio dos modelos de referência algébricos equivalentes, analisados no capítulo 4.

5.2 O MI sob Orientação de Campo

O modelo completo do motor de indução é dado pelas equações 1.2 a 1.11 apresentadas no capítulo 1. Considerando operação a fluxo constante, as condições de orientação de campo podem ser escritas como

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad (5.1)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad i_{ds}^e = \text{cte} \quad (5.2)$$

Introduzindo estas condições no modelo do motor de indução, obtém-se

$$v_{qs}^e = (R_s + pL_\sigma) i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (5.3)$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e - \omega_e L_\sigma i_{qs}^e \quad (5.4)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_\sigma i_{qs}^e \quad (5.5)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e \quad (5.6)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_r i_{qs}^e}{R_r i_{ds}^e} \quad (5.7)$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (5.8)$$

$$Jp\omega_r = -B\omega_r + \frac{P}{2}(Te - Tc) \quad (5.9)$$

Estas equações descrevem o comportamento do motor de indução com orientação do fluxo de rotor. Nota-se que a única dinâmica envolvida neste modelo corresponde ao termo derivativo da componente de quadratura da corrente de estator i_{qs}^e presente na equação 5.3. Esta é a equação da tensão de eixo de quadratura de estator. Assim, este termo, não considerado nos modelos de referência algébricos, é responsável pela introdução de falsos erros de adaptação durante transitórios de velocidade. Ele somente afeta os modelos de referência tensão de eixo de quadratura e potência reativa, pois somente estes dependem da tensão de eixo de quadratura de estator.

5.3 Formulação do Modelo Dinâmico

As equações 5.3 e 5.4 representam o comportamento do motor de indução com campo orientado em termos de variáveis elétricas mensuráveis. O modelo dinâmico é formulado a partir destas equações na forma [R&J93]

$$v_{qs}^m = G(p)(i_{qs}^m - i_{qs}^{ec}) \quad (5.10)$$

$$v_{ds}^m = R_s i_{ds}^m - \omega_e L_\sigma i_{qs}^m \quad (5.11)$$

$$i_{qs}^m = \frac{1}{pL_\sigma + R_s}(v_{qs}^m - \omega_e L_s i_{ds}^m) \quad (5.12)$$

$$i_{ds}^m = i_{ds}^{ec} \quad (5.13)$$

A figura 5.1 apresenta, em diagrama de blocos, o modelo dinâmico assim obtido.

No modelo dinâmico, $G(p)$ representa um regulador da componente de quadratura da corrente de estator i_{qs}^m . Desta forma, a tensão de eixo de quadratura v_{qs}^m é uma função desta componente de corrente, emulando a situação real do motor onde um inversor é utilizado para o controle da corrente. Cabe ressaltar, entretanto, que $G(p)$ não é um modelo do inversor e sim cumpre a função apenas de fazer com que a corrente i_{qs}^m possa ser aproximada pela corrente de controle i_{qs}^{ec} de forma que se possa escrever

$$v_{qs}^m \approx (R_s + pL_\sigma) i_{qs}^{ec} + \omega_e L_s i_{ds}^{ec} \quad (5.14)$$

$$v_{ds}^m = R_s i_{ds}^{ec} - \omega_e L_\sigma i_{qs}^{ec} \quad (5.15)$$

Desta forma, tem-se o termo derivativo de i_{qs}^{ec} modelado de forma aproximada pelo modelo dinâmico.

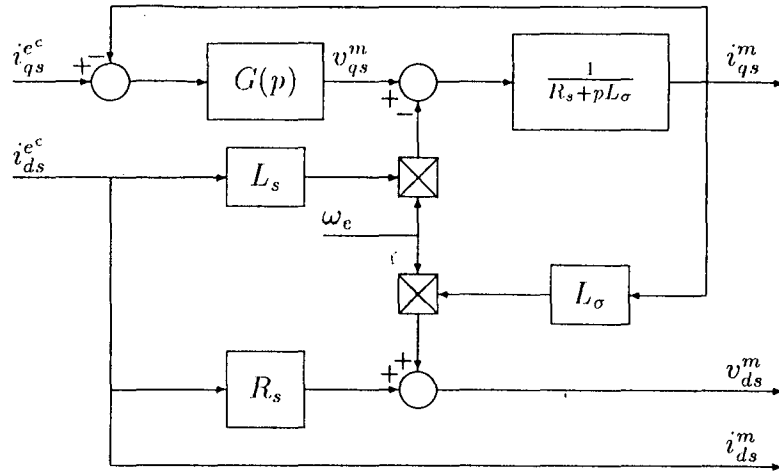


Figura 5.1: Diagrama de blocos do modelo dinâmico

5.4 Obtenção dos Modelos de Referência

As tensões v_{qs}^m e v_{ds}^m produzidas pelo modelo dinâmico refletem as tensões estatóricas reais do motor quando este está sob orientação de campo.

Utilizando estas variáveis pode-se construir modelos de referência que fornecem como saída as mesmas grandezas dos modelos analisados no capítulo 4. Obtém-se, desta forma, modelos de referência equivalentes aos modelos algébricos mas que consideram, intrinsecamente, os transitórios da corrente i_{qs}^e .

5.4.1 Modelo Tensão de Eixo de Quadratura

O modelo tensão de eixo de quadratura pode ser obtido tomando-se diretamente a tensão v_{qs}^m do modelo dinâmico. Assim

$$v_{qs}^* = v_{qs}^m \quad (5.16)$$

A tensão de eixo de quadratura de estator, medida nos terminais do motor, é dada por 4.18

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (5.17)$$

$$= R_s i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e + \omega_e (\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e) + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{qr}^e + L_\sigma p i_{qs}^e \quad (5.18)$$

O erro de adaptação será dado por

$$Ea^{vqs} = v_{qs}^e - v_{qs}^* \quad (5.19)$$

5.4.2 Modelo Potência Reativa

O modelo potência reativa também pode ser obtido diretamente do modelo dinâmico. Utilizando a expressão 4.23 e utilizando as variáveis obtidas do modelo dinâmico, obtém-se

$$Pr^* = v_{qs}^m i_{ds}^m - v_{ds}^m i_{qs}^m \quad (5.20)$$

A potência reativa pode ser obtida a partir dos terminais do motor através da expressão

$$Pr = v_{qs}^e i_{ds}^e - v_{ds}^e i_{qs}^e \quad (5.21)$$

O erro de adaptação será dado por

$$Ea^{Pr} = Pr - Pr^* \quad (5.22)$$

5.5 Análise do Erro de Adaptação

Para o equacionamento do erro de adaptação para os modelos de referência dinâmicos, será considerado que $i_{qs}^m = i_{qs}^e$. Assim, a aproximação 5.14 passa a ser uma igualdade. Considerando ainda imposição ideal de corrente, pode-se escrever a partir das equações 5.14 e 5.15 que

$$v_{qs}^m = R_s i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e + L_\sigma p i_{qs}^e \quad (5.23)$$

$$v_{ds}^m = R_s i_{ds}^e - \omega_e L_\sigma i_{qs}^e \quad (5.24)$$

Utilizando estas relações conjuntamente com as equações 5.16 e 5.20 pode-se obter expressões para o erro de adaptação para os modelos de referência tensão de eixo de quadratura e potência reativa.

Para o modelo tensão de eixo de quadratura, obtém-se [R&J93]

$$\begin{aligned} Ea^{vqs} &= v_{qs}^e - v_{qs}^* \\ &= \omega_e \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e) + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{qr}^e \end{aligned} \quad (5.25)$$

Da equação 4.27, a potência reativa medida nos terminais do motor é dada por

$$Pr = \omega_e (L_s i_{ds}^{e2} + L_\sigma i_{qs}^{e2}) + \omega_e \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e) + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e i_{qs}^e + i_{ds}^e p \lambda_{qs}^e - i_{qs}^e p \lambda_{ds}^e \quad (5.26)$$

Utilizando as equações 5.23 e 5.24, pode-se reescrever o modelo de referência potência reativa como

$$Pr^* = \omega_e(L_s i_{ds}^{r^2} + L_\sigma i_{qs}^{r^2}) + L_\sigma i_{ds}^r p i_{qs}^r \quad (5.27)$$

Com isto, obtém-se o erro de adaptação dado por [R&J93]

$$ea^{Pr} = \omega_e \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} - L_m i_{ds}^e) + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr} i_{qs}^e + i_{ds}^e p \lambda_{qr}^e \quad (5.28)$$

5.5.1 Análise em regime permanente

Das equações 5.10 a 5.12 pode-se verificar que em regime permanente as variáveis do modelo dinâmico se reduzem as equivalentes dos modelos algébricos. Assim, o erro de adaptação obtido a partir dos modelos de referência dinâmicos se reduz ao erro de adaptação obtido a partir dos modelos de referência.

Desta forma, a análise do erro de adaptação em regime permanente apresentada no capítulo 4 é válida também para os modelos de referência dinâmicos tensão de eixo de quadratura e potência reativa.

5.5.2 Análise em estado transitório

As equações 5.25 e 5.28 apresentam o erro de adaptação obtido utilizando os modelos de referência dinâmicos tensão de eixo de quadratura e potência reativa, respectivamente. Nota-se que estas equações não possuem termos derivativos relacionados a componente de torque da corrente de estator. Isto mostra que não há influência direta de transitórios nesta componente sobre os erros de adaptação. Por consequência, a convergência do parâmetro não é mais afetada diretamente por estes transitórios.

As figuras 5.2 a 5.5 ilustram o comportamento do parâmetro $\widehat{k_s}$ obtido por meio dos modelos de referência dinâmicos tensão de eixo de quadratura e potência reativa durante a operação a velocidade constante.

Nas simulações apresentadas nas figuras 5.2 e 5.3, o motor está inicialmente operando com 50% de sua velocidade nominal e 80% de seu torque nominal. A evolução da adaptação é consequência da introdução de um erro no parâmetro $\widehat{k_s}$ em $t = 0.1s$. Nesta situação, o erro produzido por cada um dos modelos de referência considerados é próximo do erro produzido em regime permanente. Desta forma, a convergência do parâmetro é semelhante à obtida por meio dos modelos de referência algébricos equivalentes.

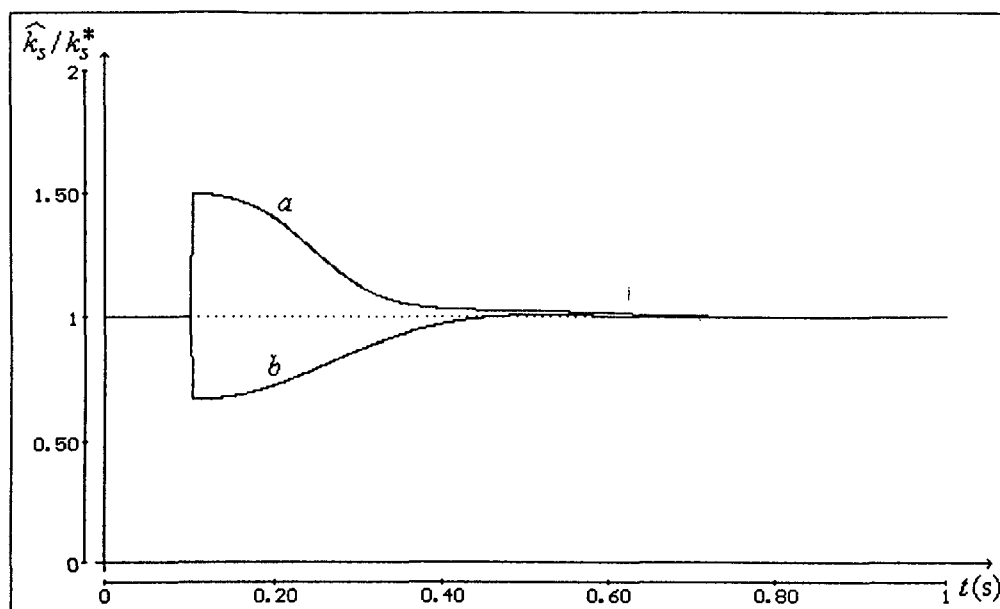


Figura 5.2: Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Dinâmico Tensão de Eixo de Quadratura. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \widehat{k}_s .

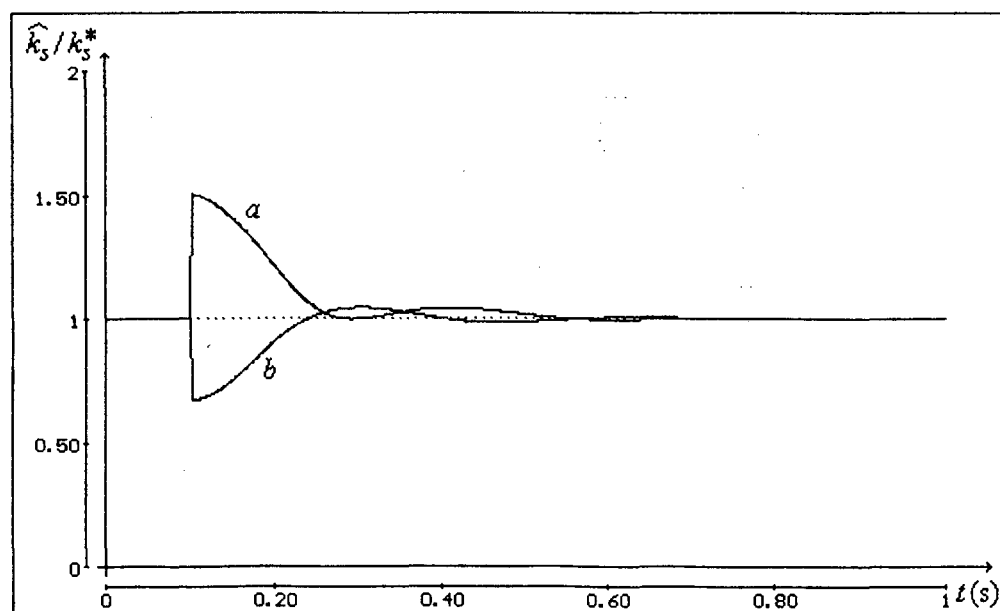


Figura 5.3: Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s em velocidade constante - Modelo de Referência Dinâmico Potência Reativa. Em $t = 0.1s$ é introduzido um erro de (a) +50% (b) -50% no parâmetro \widehat{k}_s .

As figuras 5.4 e 5.5 apresentam simulações do comportamento da adaptação quando o sistema está inicialmente em sintonia e um transitório de velocidade é aplicado. São consideradas as mesmas condições de operação do capítulo 4, ou seja, O motor opera com 20% de seu torque nominal e com fluxo nominal quando em sintonia. Um degrau é aplicado a referência de velocidade no instante $t = 0.1s$ elevando-a de 50% para 100% da velocidade nominal. Neste caso pode-se notar diferenças significativas em relação ao comportamento obtido por meio dos modelos algébricos.

O parâmetro \widehat{k}_s não sofre influência significativa do transitório da componente i_{qs}^{ec} . O comportamento do parâmetro é semelhante ao obtido por meio do modelo de referência algébrico tensão de eixo direto, mostrando que o modelo dinâmico representa corretamente o comportamento do motor sob orientação de campo durante transitórios de velocidade.

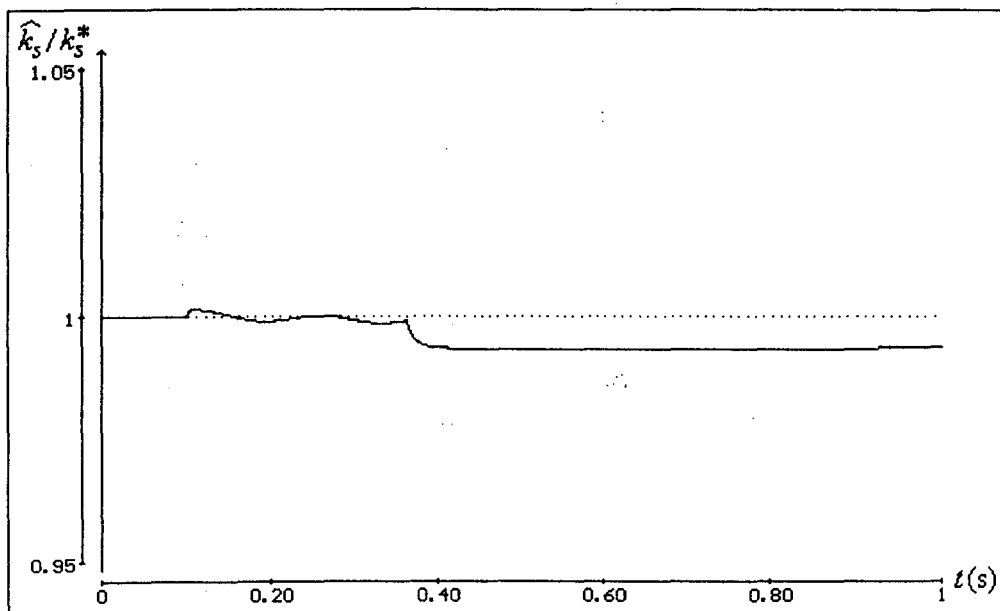


Figura 5.4: Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Dinâmico Tensão de Eixo de Quadratura. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$.

5.6 Dependência de Parâmetros

O modelo dinâmico desenvolvido depende dos parâmetros R_s , L_s e L_σ do motor de indução. Os modelos de referência algébricos também dependem, embora não individualmente, destes parâmetros. Assim, pode-se dizer que

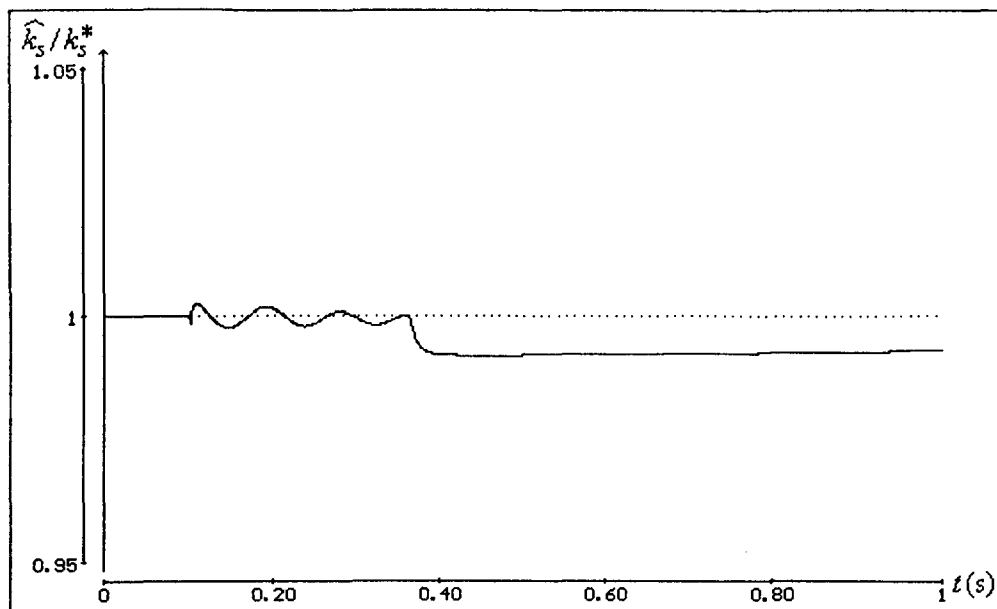


Figura 5.5: Comportamento do parâmetro \widehat{k}_s durante transitório de velocidade - Modelo de Referência Dinâmico Potência Reativa. Degrau de 50% da velocidade nominal aplicado em $t = 0.1s$.

- Os modelos de referência algébricos são, individualmente, menos dependentes de parâmetros que os equivalentes dinâmicos;
- Globalmente, os mesmos parâmetros do motor afetam tanto os modelos algébricos como os dinâmicos.

5.7 Conclusão

Neste capítulo, um modelo que busca representar corretamente o comportamento do motor de indução sob orientação de campo durante transitórios de velocidade foi proposto. A obtenção deste modelo, denominado de modelo dinâmico, objetivou reduzir a influência de transitórios de i_{qs}^e sobre o desempenho da adaptação do ganho de escorregamento k_s .

Através do modelo dinâmico foram desenvolvidos os modelos de referência dinâmicos tensão de eixo de quadratura e potência reativa. Da análise do comportamento da adaptação do parâmetro \widehat{k}_s obtido por meio destes modelos pode-se concluir que

- Os modelos de referência dinâmicos possuem as mesmas características dos modelos algébricos equivalentes quando o motor opera em regime permanente;
- Os modelos de referência dinâmicos tensão de eixo de quadratura e potência reativa

apresentam um desempenho superior aos equivalentes modelos algébricos durante transitórios de velocidade. O erro de adaptação para os modelos de referência dinâmicos não sofre influência direta de termos derivativos de i_{qs}^c . Assim, a convergência do parâmetro \widehat{k}_s não é mais prejudicada por este efeito;

- Os modelos de referência dinâmicos são mais dependentes de parâmetros do motor que seus equivalentes algébricos. Em particular, o modelo de referência potência reativa passa a depender da resistência de estator, além de L_s e L_σ .

O comportamento da adaptação por meio dos modelos dinâmicos é semelhante ao obtido por meio do modelo algébrico tensão de eixo direto. Isto mostra que o modelo dinâmico cumpre com seu objetivo de prever o comportamento do motor de indução sob orientação de campo inclusive durante transitórios de velocidade.

Os resultados obtidos utilizando os modelos de referência dinâmicos podem ser agora confrontados com os obtidos por meio do modelo de referência algébrico tensão de eixo direto. Esta comparação mostra que, em relação ao comportamento da adaptação do parâmetro \widehat{k}_s , o uso da tensão de eixo direto, tensão de eixo de quadratura ou potência reativa como grandeza base para prover a adaptação conduz a resultados semelhantes.

Capítulo 6

Aplicação

6.1 Introdução

Este capítulo apresenta a aplicação da técnica de adaptação baseada no controle adaptativo por modelo de referência em um controle de velocidade de um motor de indução. Pretende-se analisar o desempenho do controle de velocidade quando não se utiliza nenhuma estratégia de adaptação e quando se utiliza a estratégia abordada.

Para tanto, é definido um ciclo de trabalho constituindo-se de uma sequência de alterações de referência de velocidade e de torque de carga do motor. Ao longo deste ciclo é considerada uma variação lenta na resistência rotórica.

O controle de velocidade é submetido a este ciclo de trabalho e seu comportamento é analisado nas situações em que:

1. Nenhuma estratégia de adaptação é utilizada;
2. O MRAC com modelo de referência algébrico tensão de eixo direto é utilizado como estratégia de adaptação;
3. É utilizado o MRAC com modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.

Esta análise é baseada no comportamento das respostas de velocidade, torque eletromagnético e fluxo de rotor em função da variação na resistência de rotor. Os resultados são obtidos por meio de simulação.

6.2 Ciclo de Trabalho

O ciclo de trabalho consiste em uma seqüência de alterações de referência de velocidade e de torque de carga.

Em relação a referência de velocidade, são consideradas sucessivas inversões de velocidade seguidas de intervalos de operação a velocidade constante e igual a velocidade nominal. Durante cada inversão de rotação, a referência de velocidade varia linearmente representando uma aceleração constante de 377 rad/s^2 . A figura 6.1 ilustra a referência de velocidade considerada.

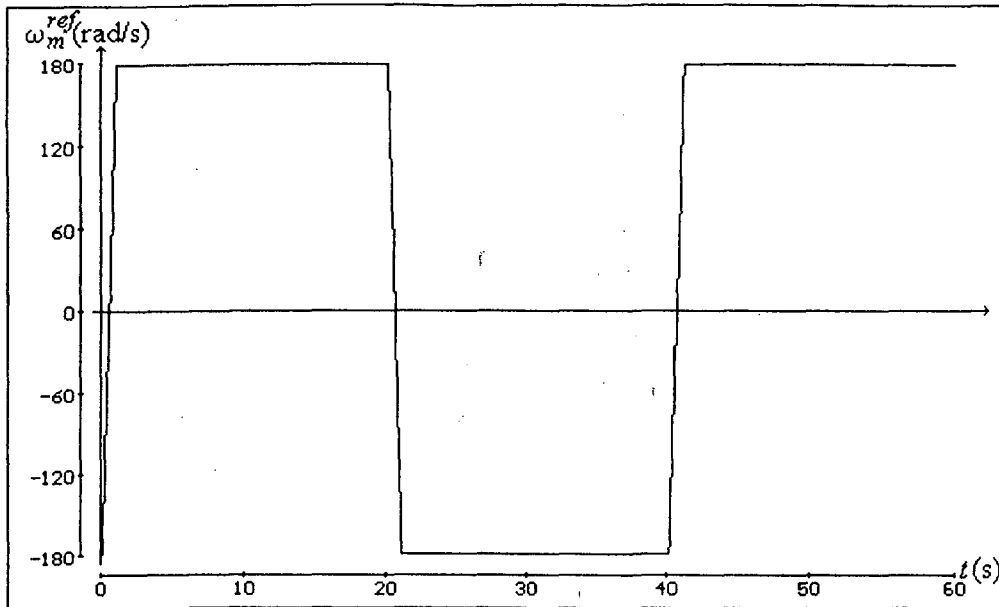


Figura 6.1: Referência de velocidade.

A carga é composta por um atrito viscoso de coeficiente $B = 0.025 \text{ N m s}$ e por um torque resistente. O torque resistente está ilustrado na figura 6.2. Durante os intervalos de aplicação do torque resistente, o torque produzido pelo motor é igual ao torque nominal.

6.3 Simulação

A simulação é realizada considerando um nível de fluxo igual ao fluxo nominal. A componente i_{ds}^e é ajustada para estabelecer tal nível de fluxo quando em sintonia. No instante inicial da simulação, $t = 0$, o motor está operando a vazio, com velocidade nominal no sentido anti-horário (negativa), em sintonia e com fluxo nominal.

A partir do instante $t = 0$, é introduzida uma variação na resistência de rotor na

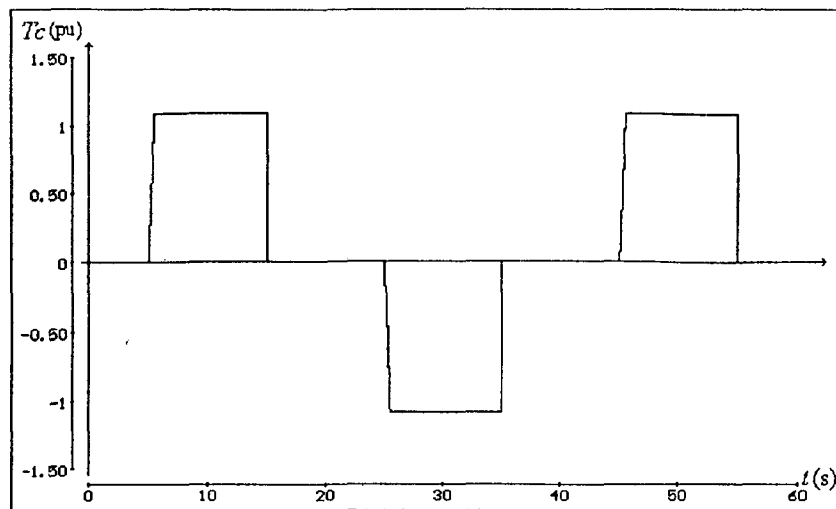


Figura 6.2: Torque de carga.

forma

$$R_r = \frac{R_r^n}{1 + 0.5t/60}$$

onde R_r^n é o valor inicial da resistência de rotor e t é o tempo em segundos. Desta forma, simula-se uma redução no valor da resistência de rotor para 2/3 de seu valor inicial em 60 segundos.

Durante este intervalo de tempo, o comportamento da velocidade mecânica, do torque eletromagnético e do fluxo de rotor é analisado em três casos distintos: sem considerar a adaptação do ganho na frequência de deslize, considerando a adaptação por meio do modelo de referência algébrico tensão de eixo direto e considerando o modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.

Visando obter uma comparação das perdas no cobre resultantes em cada caso, a integral da corrente de estator ao quadrado será calculada. Esta integral será denominada de J .

$$J = \int i_s^2 dt$$

6.3.1 Sem adaptação

Os resultados obtidos da simulação sem considerar a adaptação do ganho de escorregamento k_s , estão apresentados nas figuras 6.3, 6.4 e 6.5.

Pode-se notar na figura 6.3 que os transitórios de velocidade ficam mais lentos a medida que a resistência de rotor se afasta de seu valor inicial. Isto ocorre porque, como

ilustram as figuras 6.4 e 6.5, há uma redução no torque eletromagnético como consequência da redução do nível de fluxo de rotor.

O efeito da redução na resistência de rotor considerada na simulação pode ser traduzido como um aumento do erro de escorregamento, ou seja, o motor é levado a operar na região em que x é maior que um. Nesta região de operação, a componente i_{qs}^e age no sentido de reduzir o fluxo de rotor, como pode-se verificar na figura 2.8 e no resultado apresentado na figura 6.5. Embora o aumento no escorregamento tenda a aumentar o torque (equação 1.18), a redução do fluxo tem efeito dominante, de forma que o resultado líquido é uma redução de torque.

Durante a maior parte do transitório de reversão de velocidade, a corrente de estator fica limitada em seu valor máximo. Assim, o torque produzido é máximo para a condição de não sintonia existente. Como se verifica uma redução de torque, a medida que a resistência de rotor se afasta de seu valor inicial, significa que a relação torque/ampère fica diminuída. Desta forma, uma parcela maior da energia absorvida pelo motor é dissipada na forma de perdas no cobre, significando que há uma diminuição da eficiência da máquina.

Para este caso obtém-se $J = 789.0$.

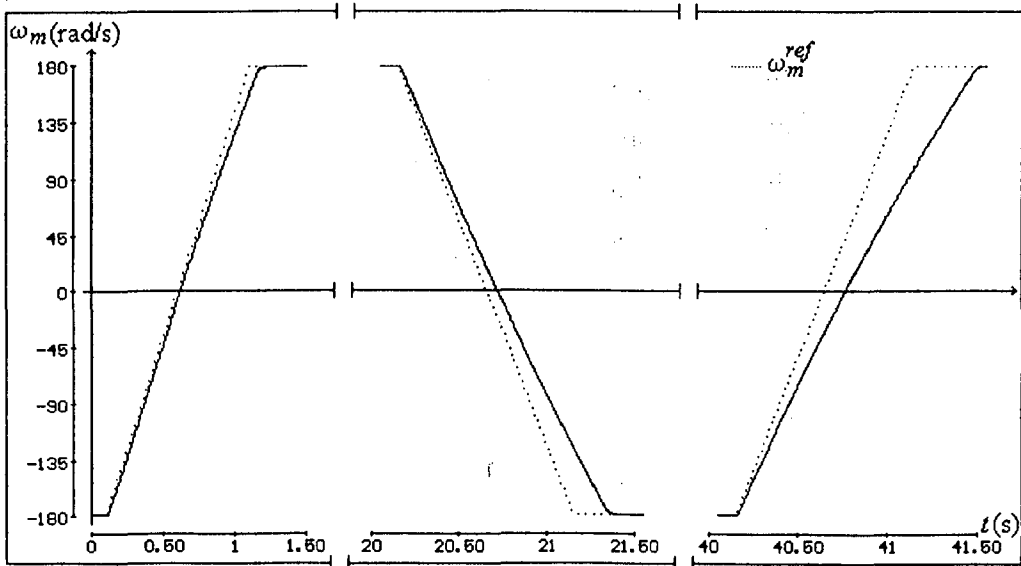


Figura 6.3: Velocidade mecânica sem adaptação.

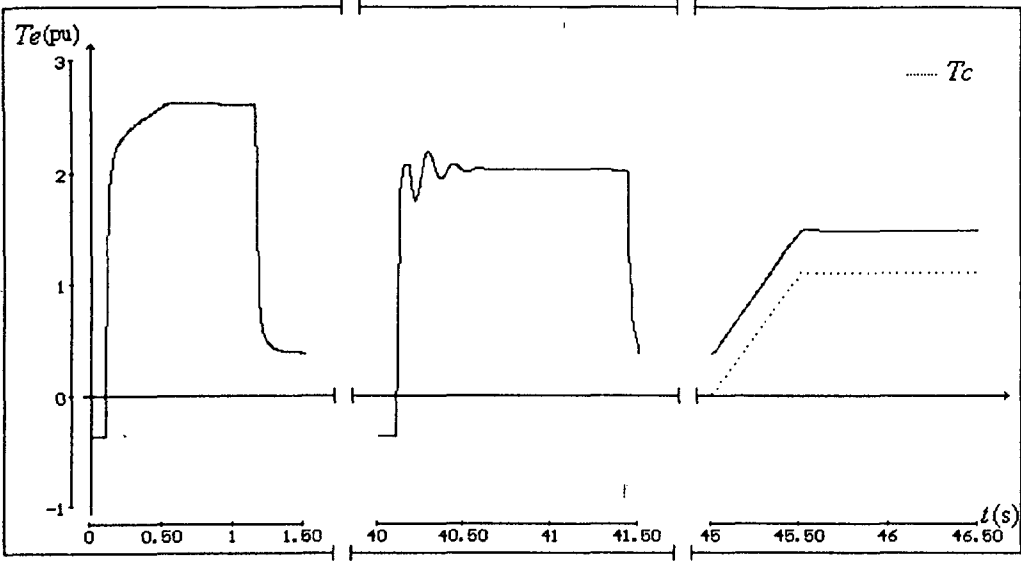


Figura 6.4: Torque eletromagnético sem adaptação.

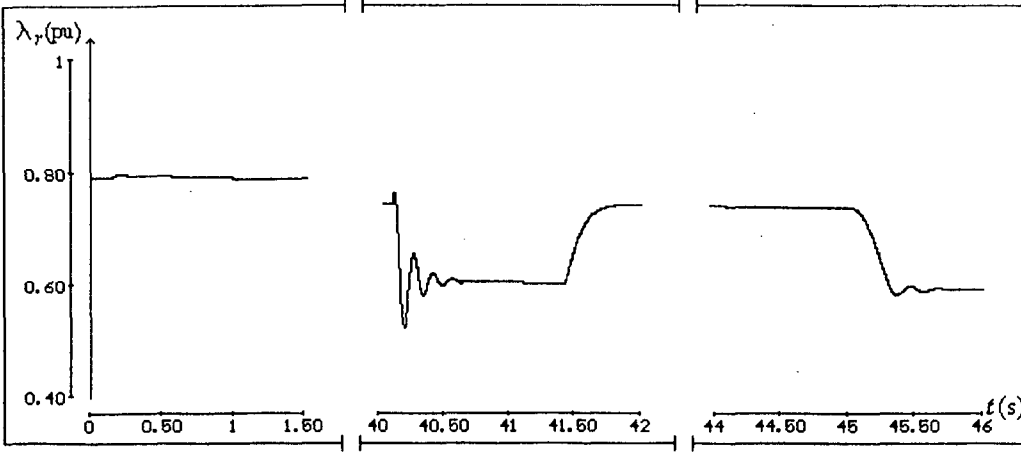


Figura 6.5: Fluxo de rotor sem adaptação.

6.3.2 Modelo Algébrico Tensão de Eixo Direto

Os resultados obtidos da simulação considerando a adaptação do ganho de escorregamento utilizando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto estão apresentados nas figuras 6.6 a 6.8.

A figura 6.6 ilustra a resposta de velocidade obtida. Pode-se notar que o comportamento da velocidade mecânica é semelhante durante todo o intervalo de simulação. Este é resultado da adaptação do ganho de escorregamento k_s à variação da resistência de rotor.

A figura 6.9 mostra o comportamento do parâmetro $\widehat{k_s}$ comparativamente ao seu valor de sintonia k_s^* . Nota-se que o parâmetro $\widehat{k_s}$ acompanha a variação de k_s^* , mantendo o sistema em sintonia.

Devido a adaptação do parâmetro $\widehat{k_s}$, a relação torque/ampère se mantém ao longo do ciclo de trabalho e praticamente não se verificam oscilações amortecidas na resposta de torque (figura 6.7). Também, o fluxo mantém-se praticamente constante durante o ciclo de trabalho, mostrando o bom desempenho da adaptação (figura 6.8).

Para este caso, obtém-se $J = 714.0$, representando uma redução de 9.5% em relação ao caso sem adaptação. Este resultado mostra que a adaptação do ganho $\widehat{k_s}$ conduz a uma significativa redução das perdas no cobre. Isto é consequência do fato de que o motor opera próximo da sintonia durante todo o ciclo de trabalho, significando que a corrente necessária para produzir o torque demandado é menor comparativamente ao caso fora de sintonia (sem adaptação).

6.3.3 Modelo Dinâmico Tensão de Eixo de Quadratura

As figuras 6.10 a 6.13 apresentam os resultados obtidos da simulação considerando a adaptação do ganho de escorregamento utilizando o modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.

Pode-se notar que os resultados obtidos neste caso são semelhantes aos obtidos no caso anterior, considerando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto. Isto mostra que o desempenho da adaptação por meio do modelo algébrico tensão de eixo de quadratura foi melhorado significativamente pela introdução do modelo dinâmico, ficando equiparado ao do modelo algébrico tensão de eixo direto.

Para este caso obtém-se $J = 718.26$, correspondendo a uma redução de 9.47% em relação ao caso sem adaptação e a uma diferença menor que 1% em relação ao caso da

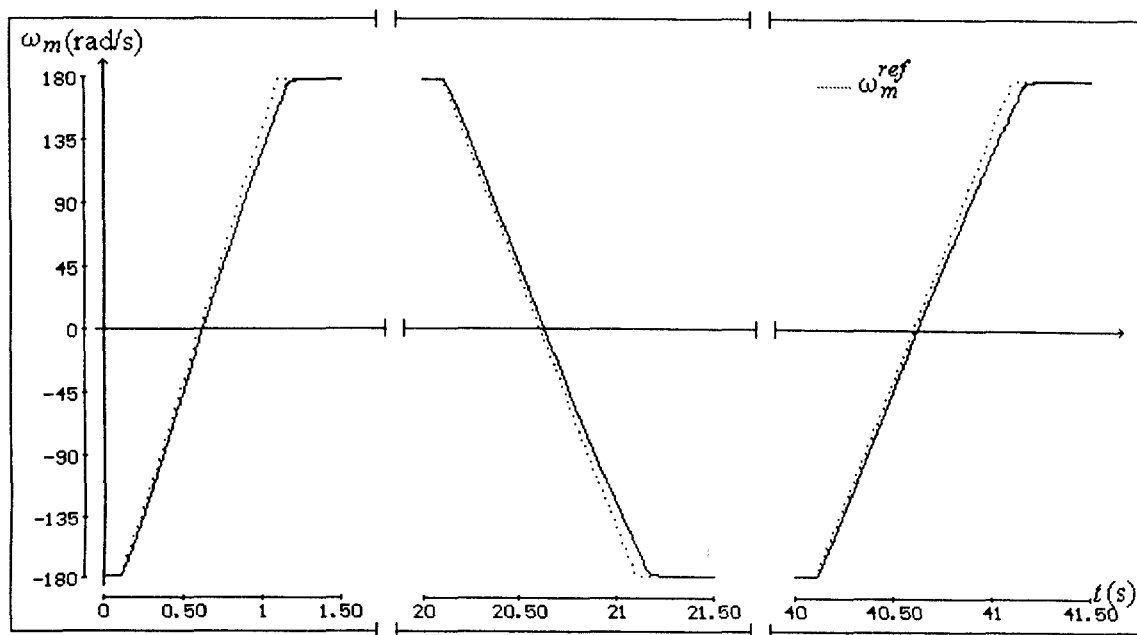


Figura 6.6: Resposta de velocidade com adaptação utilizando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto.

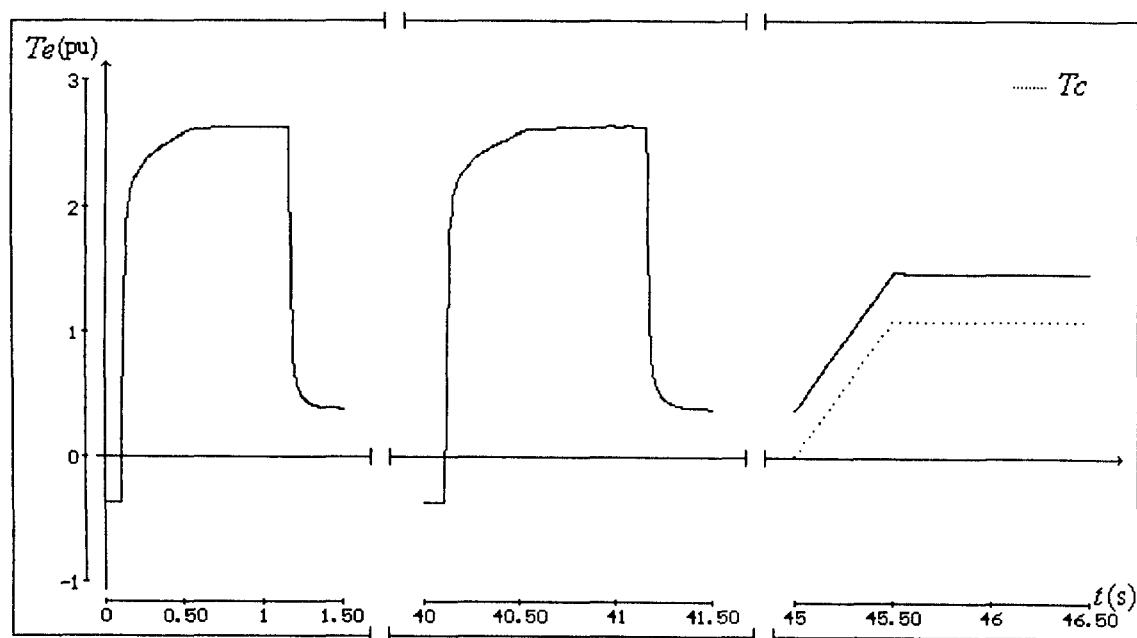


Figura 6.7: Resposta de torque com adaptação utilizando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto.

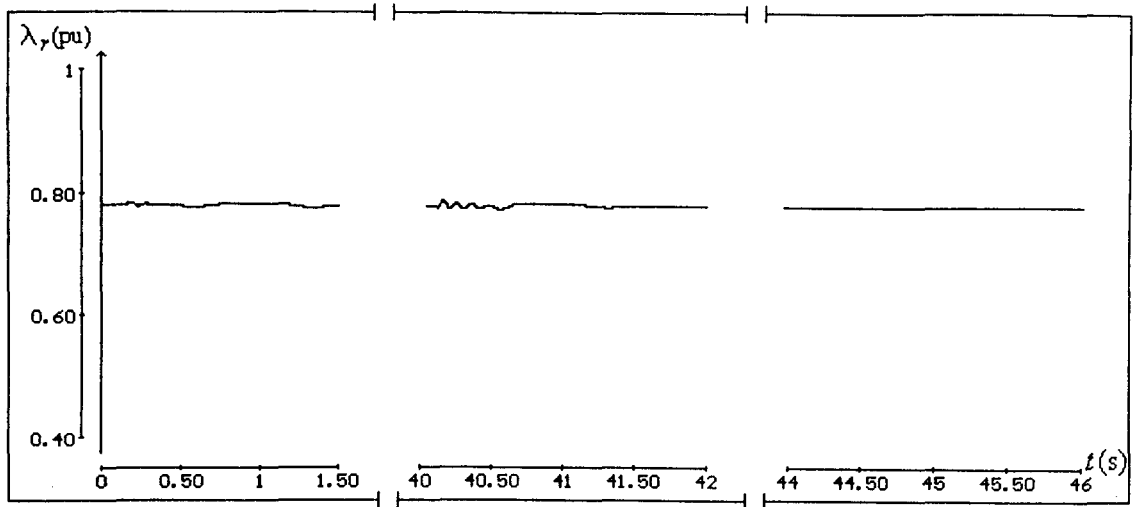


Figura 6.8: Resposta de fluxo de rotor com adaptação utilizando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto.

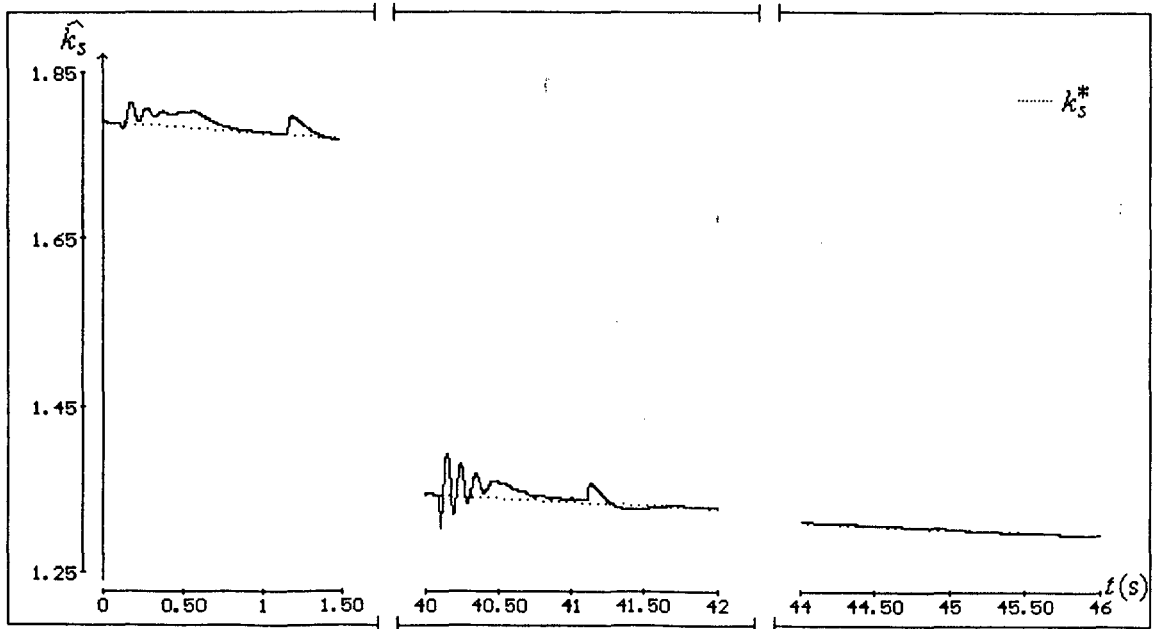


Figura 6.9: Valor adaptado e valor real do ganho de escorregamento. Modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.

adaptação por meio do modelo algébrico tensão de eixo direto.

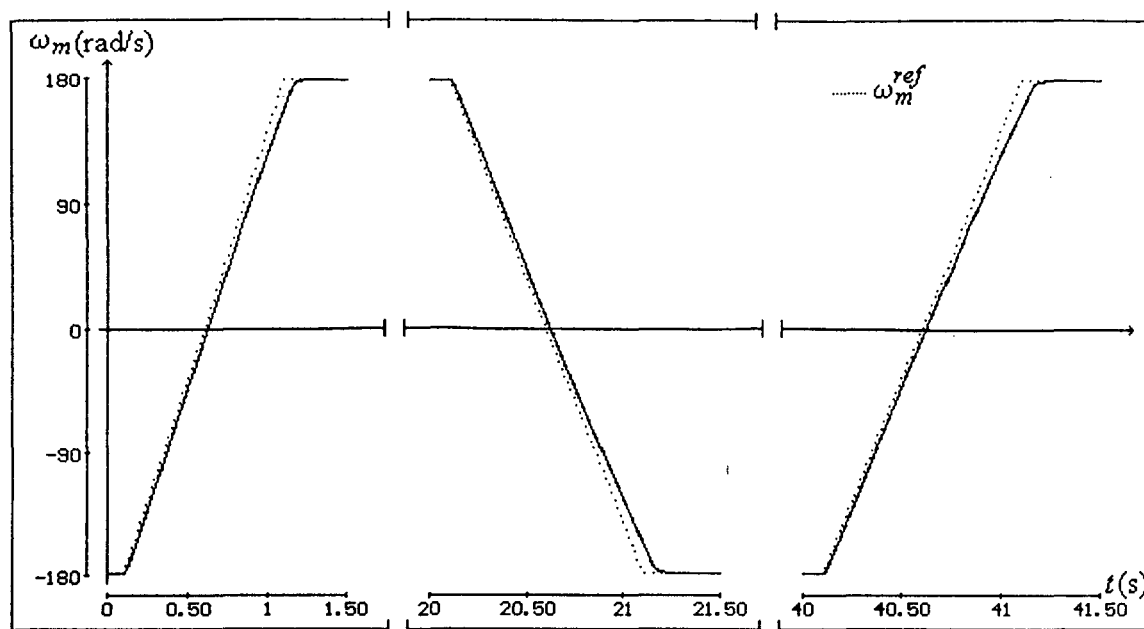


Figura 6.10: Resposta de velocidade com adaptação utilizando o modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.

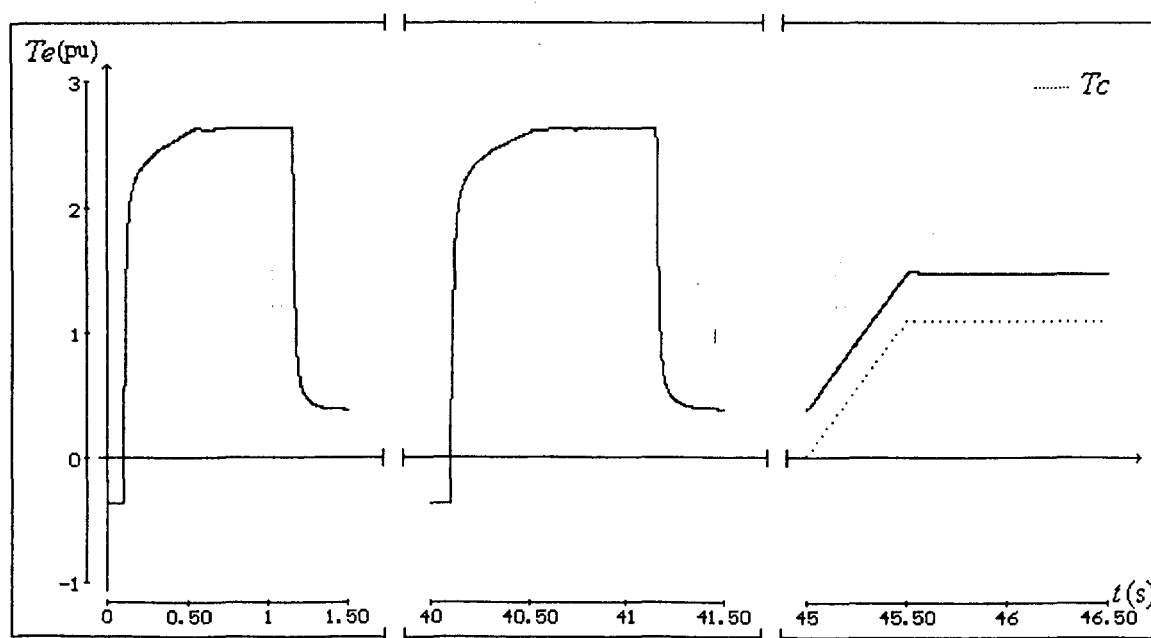


Figura 6.11: Resposta de torque com adaptação utilizando o modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.

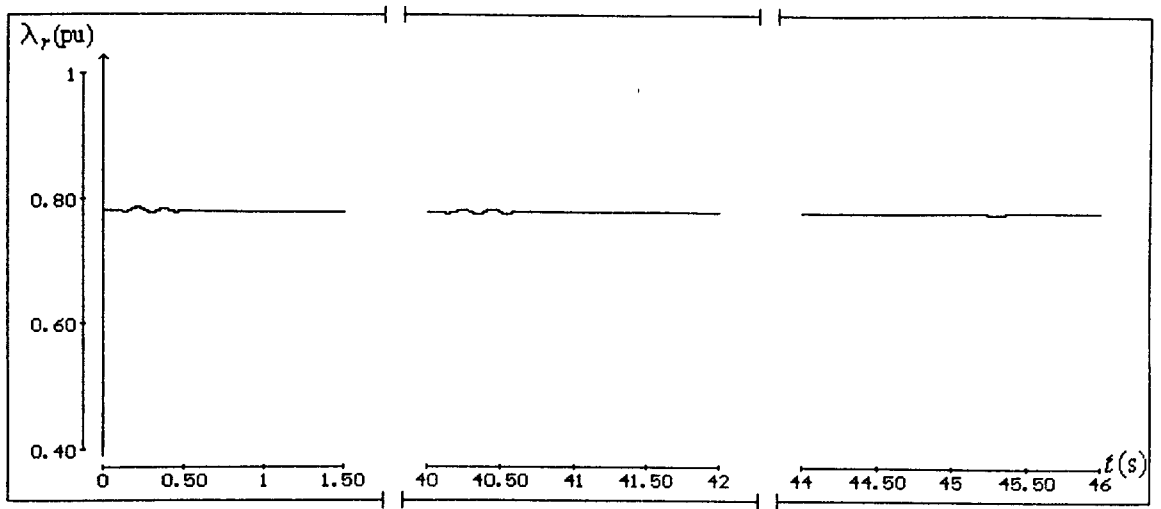


Figura 6.12: Resposta de fluxo rotórico com adaptação utilizando o modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.

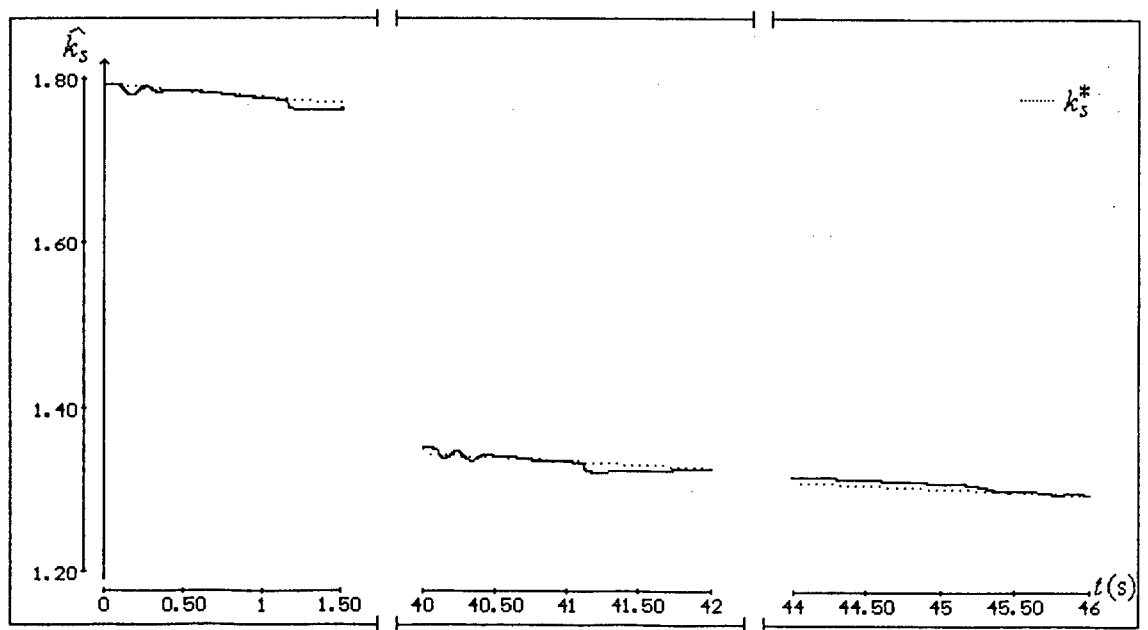


Figura 6.13: Valor adaptado e valor real do ganho de escorregamento. Modelo de referência dinâmico tensão de eixo de quadratura.

6.4 Conclusão

Dos resultados da simulação sem adaptação do ganho de escorregamento deslize verifica-se que as respostas de velocidade, torque e fluxo são degradadas a medida que a resistência de rotor varia. A resposta de velocidade se torna mais lenta em função da redução do torque produzido pelo motor. A resposta de torque apresenta oscilações amortecidas e a relação torque/ampère fica reduzida em função da redução no fluxo de rotor. A resposta de fluxo de rotor também apresenta oscilações amortecidas além de sofrer grande influência de i_{qs}^e .

Os resultados das simulações envolvendo a adaptação de parâmetros mostram que o desempenho dinâmico do sistema nas respostas de velocidade, torque e fluxo se mantém, embora a resistência de rotor varie. O fluxo de rotor mantém-se constante garantindo que a relação torque/ampère também se mantenha constante. Com isto, a eficiência do sistema é mantida ao longo do tempo.

Comparando-se os resultados obtidos das simulações utilizando o modelo de referência algébrico tensão de eixo direto e o modelo dinâmico tensão de eixo de quadratura, verifica-se que o desempenho do sistema é semelhante nas duas situações. Em ambos os casos, o parâmetro \widehat{k}_s acompanha a variação da resistência de rotor garantindo a operação do sistema em sintonia. A principal vantagem do modelo algébrico sobre o dinâmico é a sua simplicidade. Entretanto, problemas poderão ocorrer na aplicação deste modelo na região de enfraquecimento de campo, devido a influência da variação de i_{ds}^c sobre o erro de adaptação. A idéia do modelo dinâmico pode ser estendida para abranger a operação do motor de indução na região de enfraquecimento de campo com objetivo de resolver tal problema.

Através dos resultados obtidos, pode-se concluir que a adaptação do ganho de escorregamento traz, pelo menos, dois benefícios:

1. Mantém o desempenho dinâmico do sistema nas respostas de torque e fluxo;
2. Mantém a eficiência do sistema.

A eficiência do sistema é fundamental para acionamentos de média-alta potência. Para esta categoria de acionamentos, o uso de alguma estratégia de adaptação pode significar uma economia considerável no consumo de energia elétrica.

Conclusão

O motor de indução é bastante atrativo para aplicações industriais devido principalmente as suas características de robustez e baixo custo. Entretanto, a complexidade de seu controle limitou-o, num primeiro momento, a aplicações de baixo desempenho dinâmico.

A utilização do motor de indução em aplicações de alto desempenho dinâmico tornou-se possível com o desenvolvimento do controle por campo orientado. Esta técnica consiste no desacoplamento dos controles de torque e fluxo de forma a permitir o controle de torque de forma análoga ao motor CC com excitação independente. No controle por campo orientado indireto, este desacoplamento é obtido pelo cálculo explícito do escorregamento considerando que o valor real da constante de tempo rotórica é conhecido.

O não conhecimento do valor real da constante de tempo rotórica introduz um erro no cálculo do escorregamento. Este erro se reflete em degradações no desempenho do controle por campo orientado. Tais degradações aparecem como erros de torque e fluxo em relação a seus valores desejados e como oscilações nas respostas transitórias destes. Como consequência, a principal característica do controle por campo orientado, ou seja, o controle de torque instantâneo e independente do controle de fluxo, é perdida.

Várias estratégias têm sido abordadas na literatura com o objetivo de reduzir estas degradações. A estratégia baseada no controle adaptativo por modelo de referência faz uso de um modelo de referência para representar o comportamento desejado do motor de indução e de um mecanismo de adaptação para fazer com que o comportamento real do motor seja tão próximo quanto possível do estabelecido por tal modelo.

O desempenho geral da adaptação de parâmetros é dependente do modelo de referência utilizado. Neste trabalho foram considerados quatro modelos de referência: o modelo torque eletromagnético, o modelo tensão de eixo direto, o modelo tensão de eixo de quadratura e o modelo potência reativa. Dos diversos pontos de vista analisados, em relação a estes modelos de referência, pode-se dizer que

Dependência de Parâmetros

Todos os modelos de referência analisados dependem de parâmetros do motor. Tais parâmetros, entretanto, variam menos que a constante de tempo rotórica.

Desempenho em Regime Permanente

Para a operação em regime permanente foram desenvolvidas expressões para o erro de adaptação em função do erro no ganho de escorregamento x . Estas expressões mostram que o erro de adaptação é dependente do torque desenvolvido, da velocidade de operação e de alguns parâmetros do motor.

Com exceção do modelo torque eletromagnético, o erro de adaptação depende linearmente da velocidade de operação do motor. Um aumento de velocidade corresponde a um aumento do erro de adaptação. Entretanto, o erro de adaptação não será nulo quando o motor opera com velocidade nula, desde que esteja produzindo algum torque.

Com exceção do modelo torque eletromagnético, o erro de adaptação é positivo para $x < 1$ e negativo para $x > 1$ para todas as condições de carga. Desta forma, se $i_{qs}^e \neq 0$ e o motor opera em regime permanente, o parâmetro \widehat{k}_s converge para o valor exato k_s^* . Esta convergência do parâmetro \widehat{k}_s ocorre de forma semelhante para todos os modelos de referência. Como o erro de adaptação depende do torque desenvolvido e da velocidade de operação do motor, a convergência do parâmetro se dá de forma diferente para cada condição de operação.

A característica de erro de adaptação do modelo torque eletromagnético se diferencia da característica dos demais modelos de referência pelo fato do sinal do erro depender da condição de carga do motor. Isto quer dizer que, para um dado valor de x , o erro de adaptação pode ser tanto positivo quanto negativo dependendo do torque desenvolvido pelo motor. Desta forma, o parâmetro \widehat{k}_s pode divergir para determinadas condições de operação.

Desempenho em Estado Transitório

Os modelos algébricos são, inerentemente, válidos apenas para a operação em regime permanente. Como resultado, possuem problemas em relação ao desempenho da adaptação durante a operação transitória do motor.

Isto ocorre para os modelos tensão de eixo de quadratura e potência reativa, para os quais, as equações desenvolvidas mostram que o erro de adaptação depende diretamente de transitórios de i_{qs}^e . Assim, durante transitórios de i_{qs}^e , estes

modelos produzem algum erro de adaptação independentemente do sistema estar ou não sintonizado. Como resultado, o sistema pode sair de sintonia em função de um transitório desta corrente.

O modelo tensão de eixo direto não sofre influência direta de transitórios de i_{qs}^e . Como se supõe que o motor opera com fluxo constante, a tensão de estator de eixo direto em sintonia não depende de termos derivativos das componentes de eixo direto e quadratura da corrente de estator.

Dependência da Carga

O erro de adaptação é função do torque exigido do motor. Em geral, o erro de adaptação será tanto maior quanto maior o torque desenvolvido pelo motor. Particularmente, o erro de adaptação é nulo quando o motor não produz torque.

A dependência da carga é crítica somente para o modelo de referência torque eletromagnético. Neste caso, para uma mesma condição de não sintonia, a convergência do parâmetro \widehat{k}_s pode ocorrer ou não, dependendo do torque que estiver sendo exigido do motor. Desta forma, não há garantia de convergência do parâmetro \widehat{k}_s .

Para os demais modelos de referência, o erro de adaptação depende da carga somente em amplitude. Assim, somente a forma com que o parâmetro converge é alterada pela condição de carga.

O modelo dinâmico proposto representa o comportamento do motor de indução com campo orientado operando com fluxo constante tanto em regime permanente como durante transitórios de velocidade. Este comportamento é caracterizado pelas tensões estatóricas de eixo direto e quadratura.

A partir do modelo dinâmico pode-se obter modelos de referência que constituam qualquer combinação de tensões e correntes do motor. Os modelos de referência assim obtidos são inerentemente válidos em quaisquer condições de operação do motor. Os modelos de referência tensão de eixo de quadratura e potência reativa foram obtidos a partir do modelo dinâmico. Comparativamente aos modelos algébricos tensão de eixo de quadratura e potência reativa, pode-se dizer que

Dependência de Parâmetros

O modelo dinâmico é dependente de três parâmetros do motor: R_s , L_s e L_σ . Todos os modelos de referência obtidos a partir do modelo dinâmico são também

dependentes destes parâmetros. Cada modelo algébrico depende de dois destes parâmetros. Assim, de forma geral, os modelos de referência dinâmicos são mais dependentes de parâmetros que os algébricos equivalentes.

Desempenho em Estado Transitório

Os modelos de referência dinâmicos representam corretamente o comportamento do motor de indução com campo orientado em todas as condições de operação. Desta forma, a adaptação do parâmetro \widehat{k}_s não é mais influenciada diretamente por i_{qs}^e .

Os resultados de simulação mostram que o comportamento da adaptação do parâmetro \widehat{k}_s durante transitórios de velocidade é superior para os modelos de referência dinâmicos comparativamente aos modelos de referência algébricos equivalentes. O comportamento do parâmetro \widehat{k}_s é semelhante ao obtido por meio do modelo algébrico: tensão de eixo direto, mostrando que o modelo dinâmico prediz corretamente o comportamento do motor de indução com campo orientado.

A análise do comportamento de um controle de velocidade de um motor de indução sem adaptação de parâmetros mostra que há uma degradação nas respostas de torque e velocidade a medida que o erro de escorregamento aumenta. A eficiência da máquina fica reduzida como consequência da redução da relação torque/ampère.

A introdução da adaptação do ganho de escorregamento faz com que as respostas de torque e velocidade se mantenham inalteradas enquanto a resistência de rotor varia consideravelmente. Também a eficiência da máquina é mantida, pois não há redução da relação torque/ampère.

Desta forma, a adaptação de parâmetros no controle por campo orientado indireto do motor de indução é importante tanto para garantir o desempenho dinâmico das respostas de torque e velocidade quanto para manter a eficiência da máquina. A eficiência da máquina se reflete tanto na economia de energia quanto no prolongamento da vida útil do motor como consequência do não sobreaquecimento.

O controle adaptativo por modelo de referência mostra-se adequado para a adaptação de parâmetros no controle por campo orientado indireto do motor de indução, pois sua implementação é relativamente simples, não exigindo, assim, recursos adicionais de hardware significativos, e suas características de adaptação levam a um desempenho aceitável.

Sugestões

Vários aspectos do problema de adaptação de parâmetros no controle por campo orientado indireto do motor de indução não foram suficientemente analisados neste trabalho. Algumas sugestões para trabalhos futuros são:

- Análise da robustez da adaptação por meio do MRAC;
- Análise da influência da saturação no comportamento da adaptação de parâmetros;
- Análise da estabilidade;
- Busca de combinações de erros de adaptação que apresentem melhores desempenhos na adaptação de parâmetros;
- Comparação dos resultados obtidos com técnicas de identificação de parâmetros e com técnicas baseadas no controle por estrutura variável com modos deslizantes;
- Implementação da adaptação de parâmetros para verificar seu comportamento real.

Bibliografia

- [ALS88] P. J. Alsina, J. E. Filho e N. S. Gehlot, "Análise Comparativa dos Observadores de Fluxo Rotórico para Sistemas de Acionamentos dos Motores de Indução", *Anais do Oitavo Congresso Brasileiro de Automática*, Belém, Pará, 1988, pp. 961-966.
- [ATK91] D. J. Atkinson, P. P. Acarnley and J. W. Finch, "Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-27, no. 6, Nov/Dec. 1991, pp. 1119-1127.
- [AST87] K. J. Åström, "Adaptive Feedback Control", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 75, no. 2, February 1987, pp. 185-209.
- [A&W] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, Addison-Wesley Series in Electrical Engineering, USA, 1989.
- [BARBI] I. Barbi, *Introdução ao Estudo do Motor de Indução*, Universidade Federal de Santa Catarina, 1988.
- [BLA72] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines", *Siemens Review*, Vol. XXXIX, no. 5, 1972, pp. 217-220.
- [BOL90] I. Boldea and AL. Trica, "A New Fully Robust Sliding Mode Speed Controller as Applied to Torque Vector Controller (TVC) Induction Motor Drives", *International Workshop on Variable Structure Systems and their Applications*, Industrial Electronic Society, Sarajevo, March 1990, pp. 269-279.
- [BOSE] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1987.
- [BRA91] P. J. C. Branco, "Controle Vetorial de Motor de Indução por Microcomputador com Adaptação da Constante de Tempo Rotórica", Tese de Mestrado, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 1991.

- [BRI85] A. Brickwedde, "Microprocessor-Based Adaptive Speed and Position Control for Electrical Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, No. 5, Sep/Oct. 1985, pp. 1154-1161.
- [BRO83] J. E. Brown, K. P. Kovacs and P. Vas, "A Method of Including the Effects of Main Flux Path Saturation in the Generalized Equations of A. C. Machines", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, No. 1, January 1983, pp. 96-103.
- [BRU86] A. H. Bruciapaglia e R. Apolonio, "Uma Estratégia de Eliminação de Sobrecarga de Ação Integral para Controladores PID Discretos: Aplicação no Controle de Velocidade de um Motor CC", *Anais do II Congresso Latinoamericano de Controle Automático*, Buenos Aires, 1986, pp. 519-524.
- [CHA90] C. C. Chan, W. S. Leung and C. W. NG, "Adaptive Decoupling Control of Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. IE-37, no. 1, Feb. 1990, pp. 41-47.
- [CUC90] Z. Cucej, R. Svec, K. Jezernik and D. Donlagic, "A New Approach to Modulation of an Inverter Output Voltage in VSS Control of AC Motor", *International Workshop on Variable Structure Systems and their Applications*, Industrial Electronic Society, Sarajevo, March 1990, pp. 280-291.
- [DOT88] Y. Dote, "Application of Modern Control Techniques to Motor Control", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, no. 4, Apr. 1988, pp. 438-454.
- [EVA83] R. J. Evans, B. J. Cook and R. E. Betz, "Nonlinear Adaptive Control of an Inverter-Fed Induction Motor Linear Load Case", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-19, No. 1, Jan/Feb. 1983, pp. 74-82.
- [FAN85] E. Fandella, "An Integrated Approach to Digital Control of AC Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. IE-32, no. 4, Nov. 1985, pp. 381-388.
- [GAB80] R. Gabriel, W. Leonhard and C. J. Nordby, "Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-16, no. 2, Mar/Apr. 1980, pp. 186-192.
- [GAR80] L. J. Garcés, "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-16, no. 2, Mar/Apr. 1980, pp. 173-178.

- [GAR90] G.O. Garcia, R. M. Stephan e E. H. Watanabe, "Controle de Velocidade de um Motor de Indução através das Técnicas Campo Orientado Indireto e Escorregamento Controlado", *Anais do 8º Congresso Brasileiro de Automática*, UFPA, Belém, PA, 1190, pp. 955-960.
- [HAR85] F. Harashima, S. Kondo, et. al. "Multimicroprocessor-Based Control System for Quick Response Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 4, May/June 1985, pp. 602-609.
- [HO88] E. Y. Y. Ho and P. C. Sen, "Decoupling Control of Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. IE-35, no. 2, May 1988, pp. 253-262.
- [HOL91] J. Holtz and T. Thimm, "Identification of the Machine Parameters in a Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-27, no. 6, Nov/Dec. 1991, pp. 1111-1118.
- [ITKIS] U. Itkis, *Control Systems of Variable Structure*, John Wiley & Sons, New York, 1976.
- [ITO83] T. Ito, T. Yamaguchi, et. al. "Analysis of Field Orientation Control of Current Source Inverter Drive Induction Motor Systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-19, no. 2, Mar/Apr. 1983, pp. 206-210.
- [JAC90] C. B. Jacobina, E. B. de Souza F. e E. R. da Silva, "Controladores de Corrente em Acionamentos com Motor de Indução em Campo Orientado", *Anais do 8º Congresso Brasileiro de Automática*, UFPA, Belém, PA, 1990, pp. 991-996.
- [KELLY] D. O'Kelly and S. Simmons, *Introduction to Generalized Electrical Machine Theory*, McGraw-Hill Publishing Company, London, 1968.
- [KER91] R. J. Kerkmam, B. J. Seibel, et. al. "A Simplified Inverter Model for On-Line Control and Simulation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-27, no. 3, May/June 1991, pp. 567-573.
- [KHA87] F. M. H. Khater, R. D. Lorenz, D. W. Novotny and K. Tang, "Selection of Flux Level in Field-Oriented Induction Machine Controllers with Consideration of Magnetic Saturation Effects", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, No. 2, March/April 1987, pp. 276-282.
- [KIR85] D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo, "On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 4, May/June 1985, pp. 610-615.

- [KOV84] K. P. Kovacs, "On the theory of Cylindrical Rotor A. C. Machines, Including Main Flux Saturation", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-103, No. 4, April 1984, pp. 754-761.
- [KOY85] M. Koyama, M. Yano, I. Kamiyama and S. Yano, "Microprocessor-based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function", *IEEE-IAS Annual Meeting*, 1985.
- [KRA65] P. C. Krause and C. H. Thomas, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-84, No. 11, November 1965, pp. 1038-1053.
- [KRAUSE] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, Series in Electrical Engineering, USA, 1986.
- [KRI83] R. Krishnan, J. F. Lindsay, V. R. Stefanovic, "Design of Angle-Controlled Current source Inverter-Fed Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-19, no. 3, May/June 1983, pp. 370-378.
- [KRI87] R. Krishnan, F. C. Doran, "Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, no. 4, Jul/Aug. 1987, pp. 623-635.
- [KRI91] R. Krishnan and A. S. Bharadwaj, "A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems", *IEEE Trans. Power Elect.*, Vol. 6, No. 4, October 1991, pp. 695-703.
- [KUB85] K. Kubo, M. Watanabe, T. Ohmae and K. Kamiyama, "A Fully Digitalized Speed Regulator using Multimicroprocessor System for Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 4, July/Aug. 1985, pp. 1001-1008.
- [KUM87] T. Kume and T. Iwakane, "High-Performance Vector-Controlled AC Motor Drives: Applications and New Technologies", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, no. 5, Sep/Oct. 1987, pp. 872-880.
- [KUR91] Y. Kuroe and Y. Yoneda, "Design of A New Controller for Induction Motors Based on Exact Linearization", *IECON'91*, Kobe, Japan, Oct. 28-Nov. 01, 1991, pp. 621-626.
- [LAW90] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "Flux and Torque Decoupling Control for Field-Weakened Operation of Field-Oriented Induction Machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-26, no. 2, Mar/Apr. 1990, pp. 290-295.

- [LEO86] W. Leonhard, "Microcomputer Control of High Dynamic Performance ac-Drives - A Survey", *Automática*, Vol. 22, no. 22, 1986, pp. 1-19.
- [LEO88] W. Leonhard, "Adjustable-Speed AC Drives", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, no. 4, Apr. 1988, pp. 455-470.
- [LEO] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [LIA91] C. M. Liaw, Y. S. Kung and C. M. Wu, "Design and Implementation of a High-Performance Field-Oriented Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. IE-38, no. 4, Aug. 1991, pp. 275-282.
- [LIP75] T. A. Lipo and E. P. Cornell, "State-Variable Steady-State Analysis of a Controlled Current Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-11, no. 6, Nov/Dec. 1975, pp. 704-712.
- [LOE85] F. Loeser and P. K. Sattler, "Identification and Compensation of the Rotor Temperature of AC Drives by an Observer", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 6, Nov/Dec. 1985, pp. 1387-1393.
- [LOR86] R. D. Lorenz, "Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High-Performance Applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-22, no. 2, Mar. 1986, pp. 293-297.
- [LOR90] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "A Simplified Approach to Continuous On-Line Tuning of Field-Oriented Induction Machine Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, no. 3, May/June 1990, pp. 420-424.
- [MAC79] M. L. Macdonald and P. C. Sen, "Control Loop Study of Induction Motor Drives Using DQ Model", *IEEE Trans. Ind. Elect. and Cont. Instr.*, Vol. IECI-26, no. 4, Nov. 1979, pp. 237-243.
- [MAT85] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 4, May/June 1985, pp. 624-632.
- [MEL83] J. A. A. Melkebeek, "Magnetising-field Saturation and Dynamic Behavior of Induction Machines. Part 1: Improved calculation method for induction-machine dynamics", *IEE Proceedings B*, Vol. 130, No. 1, January 1983, pp. 1-9.
- [MOR92] J. C. Moreira, K. T. Hung et al., "A Simple and Robust Adaptive Controller for Detuning Correction in Field-Oriented Induction Machines", *IEEE Trans. Ind. Applic.*, Vol. IA-28, no. 6, Nov/Dec. 1992, pp. 1359-1366.

- [NAR78] K. S. Narendra and L. S. Valavani, "Stable Adaptive Controller Design - Direct Control", *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. AC-23, No. 4, August 1993, pp. 570-583.
- [NAR87] K. S. Narendra and A. M. Annaswamy, "A New Adaptive Law for Robust Adaptation Without Persistent Excitation", *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. AC-32, No. 2, February 1987, pp. 134-145.
- [NIL89] R. Nilsen and M. P. Kazmierkowski, "Reduced-order Observer with Parameter Adaption for fast Rotor Flux Estimation in Induction Machines", *IEE Proceedings-D*, Vol. 136, no. 1, Jan. 1989, pp. 35-43.
- [NOR85] K. B. Nordin, D. W. Novotny and D. S. Zinger, "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, No. 4, July/Aug. 1985, pp. 1009-1015.
- [NOV86] D. W. Novotny and P. C. Sen, *Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives*, IEEE Ind. Applic. Soc. Annual Meeting, Sep. 1986.
- [NOV90] R. D. Lorenz and D. W. Novotny, "Saturation Effects in Field-Oriented Induction Machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-26, no. 2, Mar/Apr. 1990, pp. 283-289.
- [OGA88] S. Ogasawara, H. Akagi and A. Nabae, "The Generalized Theory of Indirect Vector Control for AC Machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, No. 3, May/June 1988, pp. 470-478.
- [OHN85] K. Ohnishi, H. Suzuki, K. Miyachi and M. Terashima, "Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive with Controlled Voltage Source and Its Comparison with Volts/Hertz Control", *IEEE Trans. Ind. Applic.*, Vol. IA-21, No. 1, Jan./Fev. 1985, pp. 241-247.
- [OHN86] K. Ohnishi, Y. Ueda and K. Miyachi, "Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variation in Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. IE-33, no. 3, Aug. 1986, pp. 217-223.
- [ORT92] R. Ortega, C. Canudas and S. I. Selene, "Nonlinear Control of Induction Motors: Torque Tracking with Unknown Load Disturbance", Automatic Control Conference, 1992, pp. 206-210.
- [REG] R. Reginatto e J. E. N. Rico, *Modelagem do Motor de Indução*, Nota Técnica de Laboratório - LCMI, Universidade Federal de Santa Catarina, 1993.

- [REG93] R. Reginatto e J. E. N. Rico, "A Slip Frequency Gain Adaptation Method Based on MRAS for Induction Motor Drives", *Aceito para apresentação oral no IECON'93*, Hawai, USA, Nov., 1993.
- [R&J93] R. Reginatto e J. E. N. Rico, "An MRAC Based Adaptation Scheme for Induction Motor Drives", *Aceito para apresentação oral e publicação nos Anais do COBEP'93*, Uberlândia, MG, Nov./Dez., 1993.
- [RIC81] G. G. Richards and O. T. Tan, "Simplified Models for Induction Machine Transients under Balanced and Unbalanced Conditions", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-17, No. 1, Jan./Fev. 1981, pp. 15-21.
- [ROH84] C. E. Rohrs et. al. "Some Design Guidelines for Discrete-time Adaptive Controllers", *Automática*, Vol. 20, No. 5, 1994, pp. 653-660.
- [ROW91] T. M. Rowan, R. J. Kerkman and D. Leggate, "A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, no. 4, July/Aug. 1991, pp. 720-727.
- [SAB81] A. Sabanovic and D. B. Izosimov, "Application of Sliding Modes to Induction Motor Control", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-17, No. 1, Jan./Fev. 1981, pp. 41-49.
- [SAB89] A. Sabanovic and F. Bilalovic, "Sliding Mode Control of AC Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-25, No. 1, Jan./Fev. 1989, pp. 70-75.
- [SUG87] H. Sugimoto and S. Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction-Motor Applied Model Reference Adaptive System and Its Characteristics", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, No. 2, Mar/Apr. 1987, pp. 296-303.
- [TZO90] Y. Y. Tzou and H. J. Wu, "Multimicroprocessor-Based Robust Control of an AC Induction Servo Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, no. 3, May/June 1990, pp. 441-449.
- [UTK87] V. I. Utkin, "Descontinuous Control Systems: State of Art in Theory and Applications", *IFAC World Congress*, Munich, 1987, pp. 75-94.
- [WEG90] ——— *Sistemas de Automatização Industrial*, Notas de Curso Realizado Durante o Pró-Elétrica 90, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 1990.
- [WIL91] B. W. Williams and T. C. Green, "Steady-State Control of an Induction Motor by Estimation of Stator Flux Magnitude", *IEE Proceedings-B*, Vol. 138, no. 2, Mar. 1991, pp. 69-74.

- [XU91] X. Xu and D. W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-27, no. 4, July/Aug. 1991, pp. 694-700.
- [XUE90] Y. Xue, X. Xu, T. G. Habetler and D. M. Divan, "A Low Cost Stator Flux Oriented Voltage Source Variable Speed Drive", *Internacional Conference of the Industrial Electronics Society - IECON*, 1990, pp. 410-415.
- [YIK84] Yi-Kang He and T. A. Lipo, "Computer Simulation of an Induction Machine with Spatially Dependent Saturation", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-103, no. 4, April 1984, pp. 707-714.
- [ZHA90] J. Zhang and T. H. Barton, "A Fast Variable Structure Current Controller for an Induction Machine Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-26, no. 3, May/June 1990, pp. 415-419.

Apêndice A

Modelagem do Motor de Indução

A.1 Introdução

O motor de indução, devido a suas características construtivas e sua natureza de funcionamento, é um sistema de significativa complexidade em termos de análise e de modelagem. Sendo assim, na sua modelagem, são feitas várias idealizações com o objetivo de tornar mais simples tanto o próprio processo de modelagem como o modelo resultante. Com este mesmo objetivo, são também utilizadas mudanças de variáveis que permitem obter modelos mais simples para o motor de indução sem, entretanto, implicar em idealizações da máquina.

Na literatura de estudo de problemas de controle do motor de indução, o modelo deste é apresentado de diversas formas distintas. Estas diferentes formas de apresentação do modelo do motor de indução relacionam-se entre si por mudanças de variáveis e podem ser facilmente obtidas umas das outras.

Este apêndice apresenta, de forma condensada, o processo de modelagem do motor de indução desde a análise de suas características construtivas até a obtenção do modelo utilizado neste trabalho. Também são apresentadas algumas variações e/ou simplificações deste modelo que também são de interesse para o bom entendimento do trabalho.

Este apêndice não pretende, sob nenhum aspecto, esgotar o assunto. Para uma análise mais aprofundada a cerca da modelagem do motor de indução sugere-se ao leitor referir-se a [KRAUSE, BARBI, REG, LEO].

A.2 Alguns Aspectos Construtivos

O motor de indução é uma montagem concêntrica do estator e do rotor. O estator é montado internamente à carcaça que possui uma base ou flange para fixação. O rotor é montado sobre um eixo preso às laterais do motor.

O estator e o rotor, são compostos de material magnético (lâminas de aço-silício, etc) de alta permeabilidade relativa para formar um circuito magnético de baixa relutância. O espaço existente entre o estator e o rotor é chamado de *entreferro* e é onde se concentra praticamente toda a relutância do caminho magnético.

Nas superfícies do estator e do rotor são feitas ranhuras, nas quais são montadas as bobinas que compõem os enrolamentos de estator e de rotor, respectivamente. Estes enrolamentos, quando percorridos por uma corrente elétrica, produzem campos magnéticos de cuja interação é produzido o torque motor.

O enrolamento de estator é constituído de três conjuntos de bobinas, cada um correspondendo a uma fase. Cada conjunto será chamado de *enrolamento da fase a, b ou c*, representando a fase a que se refere. Os enrolamentos das fases *a, b e c* são montados defasados geometricamente de 120 graus. Geralmente estes enrolamentos são iguais entre si, ou seja, apresentam a mesma resistência e o mesmo número de espiras.

Um enrolamento semelhante ao do estator pode ser montado sobre o rotor, caracterizando um motor com *rotor bobinado*. Outra forma, mais comum na prática, é a de se ter o enrolamento do rotor constituído de barras de alumínio previamente fundidas nele e curto-circuitadas nas suas extremidades. Este último caso caracteriza o motor de indução com rotor em *gaiola de esquilo* ou simplesmente em *gaiola*. Esta última forma apresenta algumas vantagens sobre a primeira em relação ao custo, ao peso e a robustez, embora não permita o acesso às variáveis elétricas do rotor.

A.3 Modelo Físico do Motor de Indução

Para fins de modelagem, será considerado um motor de indução trifásico de rotor bobinado, com P pares de pólos, ligado em estrela, constituído de um enrolamento estatórico simétrico, ou seja, composto de três enrolamentos idênticos e defasados geometricamente de 120 graus, e de um enrolamento rotórico semelhante.

A teoria generalizada de máquinas elétricas introduz uma série de considerações com o objetivo de simplificar o processo de modelagem e também o modelo resultante. Equivale

a dizer que as máquinas são consideradas ideais. As hipóteses geralmente consideradas são [KELLY]:

- (a) A saturação magnética é negligenciada. É considerada válida a superposição dos fluxos e todas as indutâncias são consideradas independentes da magnitude das correntes.
- (b) A distribuição espacial das forças magnetomotrizes e dos fluxos no entreferro é considerada senoidal e simétrica em relação ao eixo magnético dos enrolamentos.
- (c) As distorções no fluxo introduzidas pelo efeito das ranhuras são ignoradas. Os enrolamentos são considerados constituídos de uma distribuição senoidal de condutores de diâmetro desprezível.
- (d) As perdas por histerese e por correntes parasitas no material magnético são desprezadas.

Todas estas hipóteses introduzem simplificações de modelagem através da descon sideração de algum fenômeno que ocorre na realidade. Introduzem, assim, imperfeições de modelagem. A hipótese mais restritiva é, certamente, a descon sideração da saturação magnética. Em muitos casos, seu efeito não pode ser desprezado. Para estes casos, algumas técnicas podem ser utilizadas para introduzir no modelo final o efeito da saturação magnética [BRO83, KOV84, MEL83, YIK84].

A.3.1 Equação dos Fluxos

Como o meio magnético é considerado linear, pode-se utilizar o princípio da superposição para obter as expressões para os fluxos. Escrevendo na forma matricial, obtém-se

$$\begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr}(\theta_r) \\ \mathbf{L}_{sr}^t(\theta_r) & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

onde

$$\lambda_s = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad \lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$(\text{A.4})$$

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_{lr} + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_{ls} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{L}_{sr}(\theta_r) = L_{sr} \mathbf{V} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

- L_{ls} é a indutância de dispersão correspondente a um enrolamento de uma dada fase do estator. Como os enrolamentos são considerados iguais, a indutância de dispersão é a mesma para as três fases do estator. Representa a parcela do fluxo produzido pelo enrolamento de uma dada fase que não circula pelo entreferro, não se concatenando, portanto, com enrolamentos de outras fases;
- L_{lr} é equivalente a L_{ls} em relação ao rotor;
- L_{ms} é a indutância de magnetização correspondente a um enrolamento de uma dada fase do estator. Também, por questões de simetria, seu valor é o mesmo para todas as fases do estator. Representa a parcela do fluxo produzido pelo enrolamento de uma dada fase e que circula pelo entreferro, concatenando-se, portanto, com os enrolamentos das demais fases;
- L_{mr} é equivalente a L_{ms} em relação ao rotor;
- L_{sr} é o valor máximo da indutância mútua entre o enrolamento de uma dada fase do estator e o enrolamento de uma dada fase do rotor.
- Os fluxos assim obtidos correspondem aos fluxos concatenados com os enrolamentos das fases correspondentes.

Definindo-se a relação de espiras n como

$$n = \frac{N_r}{N_s} \quad (\text{A.8})$$

pode-se referir as grandezas do rotor ao estator. Introduzindo a relação de transformação na equação A.1, obtém-se

$$\lambda_s = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \frac{1}{n} \mathbf{L}_{sr}(\theta_r) n \mathbf{i}_r \quad (\text{A.9})$$

$$\frac{1}{n} \lambda_r = \frac{1}{n} \mathbf{L}_{sr}^t(\theta_r) \mathbf{i}_s + \frac{1}{n^2} \mathbf{L}_r n \mathbf{i}_r \quad (\text{A.10})$$

Denotando as variáveis rotóricas referidas ao estator pelo índice super-escrito ' definidas como

$$\lambda_r' = \frac{1}{n} \lambda_r \quad \mathbf{i}_r' = n \mathbf{i}_r \quad (\text{A.11})$$

$$\mathbf{L}'_r = \frac{1}{n^2} \mathbf{L}_r \quad \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) = \frac{1}{n} \mathbf{L}_{sr}(\theta_r) \quad (\text{A.12})$$

$$(\text{A.13})$$

obtém-se

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) \mathbf{i}'_r \quad (\text{A.14})$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_r = \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) \mathbf{i}_s + \mathbf{L}'_r \mathbf{i}'_r \quad (\text{A.15})$$

A partir das definições acima obtém-se algumas identidades importantes. São elas:

$$L_{ms} = \frac{L_{mr}}{n^2} = \frac{L_{sr}}{n} \quad (\text{A.16})$$

$$L_{ms} = L'_{mr} = L'_{sr} \quad (\text{A.17})$$

$$L'^2_{sr} = L_{ms} L'_{mr} \quad (\text{A.18})$$

Com estas relações, podem-se reescrever as equações A.14 e A.15 na forma

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_s \\ \boldsymbol{\lambda}'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ls} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}'_r \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{V} \\ \mathbf{V}^t & \mathbf{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}'_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

onde

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{L}_{ls} = \text{diag}(L_{ls}) \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{L}'_{lr} = \text{diag}(L'_{lr}) \quad (\text{A.22})$$

A.3.2 Equação das Tensões

Tendo obtido as expressões para os fluxos concatenados com os enrolamentos das fases de estator e rotor, é direta a obtenção das expressões para as tensões terminais dos enrolamentos utilizando-se da relação tensão corrente de um circuito RL dada por

$$v = Ri + p\lambda$$

Utilizando as equações A.14 e A.15, obtém-se, na forma matricial,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s \\ \mathbf{v}'_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}'_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) \\ \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}'_r \end{bmatrix} \\ &+ \omega_r \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) \\ \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}'_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

A.3.3 Equação do Torque Eletromagnético

O torque é produzido pela interação dos fluxos do estator e do rotor. Esta interação se manifesta na variação da indutância mútua estator-rotor em função da posição do eixo θ_r .

A expressão para o torque eletromagnético pode ser obtida da expressão da energia armazenada no circuito magnético W_e através da relação [KELLY, KRAUSE, REG]

$$T_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_m} \quad (\text{A.24})$$

Para o caso do motor de indução, tem-se [BARBI, KELLY, KRAUSE, REG]

$$W_e = \mathbf{i}_s^t \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_r^t \mathbf{L}_r' \mathbf{i}_r' + \mathbf{i}_s^t \mathbf{L}_{sr}'(\theta_r) \mathbf{i}_r' \quad (\text{A.25})$$

Levando A.25 em A.24 obtém-se a expressão para o torque eletromagnético

$$\begin{aligned} T_e &= \mathbf{i}_s^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}'(\theta_r)}{\partial \theta_m} \mathbf{i}_r' \\ &= \frac{P}{2} \mathbf{i}_s^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}'(\theta_r)}{\partial \theta_r} \mathbf{i}_r' \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

A.3.4 Equação Mecânica

A equação mecânica relaciona as variáveis elétricas do motor com a carga. Ela descreve a evolução da velocidade mecânica, ou também da posição do eixo, em função do torque eletromagnético e dos parâmetros da carga. Em termos de velocidade, pode-se escrever [BARBI, KELLY, REG]

$$Jp\omega_m + B\omega_m + Tc = Te \quad (\text{A.27})$$

onde

- J é o momento de inércia do motor mais carga;
- B é o coeficiente de amortecimento do motor mais carga;
- Tc é o torque da carga.

Pode-se também escrever A.27 em termos da velocidade angular elétrica do rotor ω_r . Assim,

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_m \quad (\text{A.28})$$

$$Jp\omega_r + B\omega_r = \frac{P}{2}(Te - Tc) \quad (\text{A.29})$$

A.4 Sistema de Coordenadas Arbitrário

O modelo desenvolvido na seção anterior é ainda bastante complexo para permitir uma análise adequada do comportamento do motor de indução. Esta complexidade está relacionada principalmente com o fato da indutância mútua estator-rotor ser dependente da posição do rotor, a qual varia no tempo.

Uma simplificação significativa no modelo do motor de indução pode ser obtida pela introdução de uma mudança de variáveis adequada [KRAUSE, BARBI, REG]. Esta mudança de variáveis consiste em referenciar as variáveis do sistema trifásico, tanto de estator como de rotor, em um mesmo sistema de coordenadas composto de dois eixos em quadratura e de um eixo conhecido como eixo de sequência zero. As variáveis neste novo sistema de coordenadas são referenciadas pelos índices d , q e o representando os eixos direto, de quadratura e de sequência zero, respectivamente. Este novo sistema de coordenadas é conhecido como *sistema de coordenadas arbitrário*.

A figura A.1 ilustra a relação geométrica entre os sistemas de coordenadas arbitrário e trifásico. O sistema de coordenadas trifásico é representado pelos eixos a , b e c defasados geometricamente de 120 graus. Na figura, apenas os eixos q e d do sistema de coordenadas arbitrário são ilustrados.

A relação entre as variáveis dos dois sistemas de coordenadas pode ser colocada como [KRAUSE, REG]

$$\mathbf{f}_{qdo} = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{f}_{abc} \quad (\text{A.30})$$

onde

$$\mathbf{f}_{qdo} = \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_o \end{bmatrix} \quad \mathbf{f}_{abc} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

$$\mathbf{K}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.32})$$

$$\theta = \int \omega(t) dt \quad (\text{A.33})$$

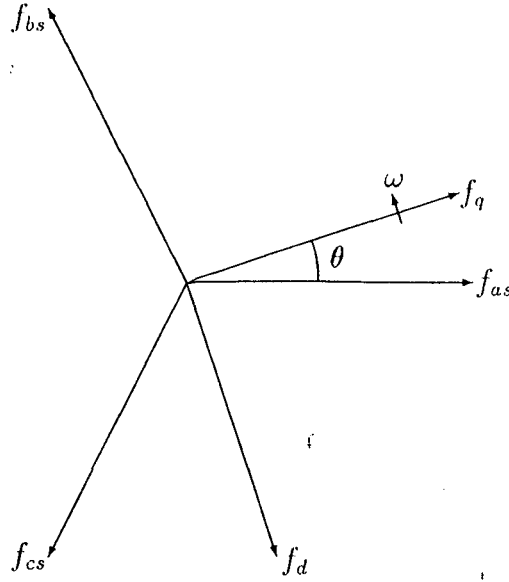


Figura A.1: Sistemas de Coordenadas *abc* e *dqo* (apenas eixos *d* e *q*)

e a transformação inversa

$$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{K} \mathbf{f}_{qdo} \quad (\text{A.34})$$

onde

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.35})$$

É importante notar que o ângulo θ determina a posição do sistema de coordenadas arbitrário em relação ao trifásico. Desta forma, pela escolha adequada de θ , pode-se referenciar tanto as variáveis de estator como as de rotor sobre o mesmo conjunto de eixos *d* e *q*. Para tanto, é necessário considerar que os enrolamentos de rotor giram a uma velocidade ω_r em relação aos enrolamentos de estator. Assim, a posição do sistema de coordenadas arbitrário relativamente ao sistema de coordenadas trifásico fixo no rotor é dada por $\theta - \theta_r$, onde

$$\theta_r = \int \omega_r(t) dt \quad (\text{A.36})$$

Representando pelos índices *s* e *r* as transformações de variáveis referentes as variáveis de estator e rotor, respectivamente, obtém-se

$$\mathbf{f}_{qdos} = \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{f}_{abcs} \quad (\text{A.37})$$

onde \mathbf{f} é \mathbf{v} , \mathbf{i} ou λ e

$$\mathbf{f}_{qdos} = \begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} \quad \mathbf{f}_{abcs} = \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.38})$$

$$\mathbf{K}_s^{-1} = \mathbf{K}^{-1} \quad (\text{A.39})$$

$$\mathbf{K}_s = \mathbf{K} \quad (\text{A.40})$$

$$\mathbf{f}_{qdor} = \mathbf{K}_r^{-1} \mathbf{f}_{abcr} \quad (\text{A.41})$$

onde \mathbf{f} é \mathbf{v} , \mathbf{i} ou λ e

$$\mathbf{f}_{qdor} = \begin{bmatrix} f_{qr} \\ f_{dr} \\ f_{or} \end{bmatrix} \quad \mathbf{f}_{abcr} = \begin{bmatrix} f_{ar} \\ f_{br} \\ f_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.42})$$

$$\mathbf{K}_r^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \theta_r) & \sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.43})$$

$$\mathbf{K}_r = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \sin(\theta - \theta_r) & 1 \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.44})$$

A.4.1 Equação dos Fluxos

Com as transformações \mathbf{K}_s e \mathbf{K}_r , pode-se obter a equação dos fluxos do motor de indução no sistema de coordenadas dqo . As equações A.14 e A.15 descrevem os fluxos no sistema de coordenadas abc . Aplicando as mudanças de variáveis \mathbf{K}_s e \mathbf{K}_r , obtém-se

$$\mathbf{K}_s \boldsymbol{\lambda}_{qdos} = \mathbf{L}_s \mathbf{K}_s \mathbf{i}_{qdos} + \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) \mathbf{K}_r \mathbf{i}'_{qdor} \quad (\text{A.45})$$

$$\mathbf{K}_r \boldsymbol{\lambda}'_{qdor} = \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) \mathbf{K}_s \mathbf{i}_{qdos} + \mathbf{L}'_r \mathbf{K}_r \mathbf{i}'_{qdor} \quad (\text{A.46})$$

e desenvolvendo,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{os} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{A.47})$$

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L'_r & 0 & 0 \\ 0 & L'_r & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{A.48})$$

Ou, de forma mais compacta,

$$\boldsymbol{\lambda}_{qdos} = \mathbf{L}_{qdos} \mathbf{i}_{qdos} + \mathbf{L}'_{dqosr} \mathbf{i}'_{qdor} \quad (\text{A.49})$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_{qdor} = \mathbf{L}'_{qdosr} \mathbf{i}_{qdos} + \mathbf{L}'_{dqor} \mathbf{i}'_{qdor} \quad (\text{A.50})$$

onde

$$\begin{aligned} L_m &= \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L'_{mr} = \frac{3}{2}L'_{sr} \\ L_s &= L_{ls} + L_{ms} = L_{ls} + L_m \\ L_r &= L'_{lr} + L'_{mr} = L'_{lr} + L_m \end{aligned}$$

A.4.2 Equação das Tensões

O mesmo procedimento pode ser aplicado às equações das tensões para obter-se suas correspondentes no sistema de coordenadas arbitrário.

Da equação A.23, obtém-se

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abcs} + p \boldsymbol{\lambda}_{abcs} \quad (\text{A.51})$$

$$\mathbf{v}'_{abcr} = \mathbf{R}'_r \mathbf{i}'_{abcr} + p \boldsymbol{\lambda}'_{abcr} \quad (\text{A.52})$$

Aplicando as mudanças de variáveis \mathbf{K}_s e \mathbf{K}_r em A.51 e A.52, obtemos

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{qdos} &= \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{K}_s \mathbf{i}_{qdos} + \mathbf{K}_s^{-1} p (\mathbf{K}_s \boldsymbol{\lambda}_{qdos}) \\ &= \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{K}_s \mathbf{i}_{qdos} + (\mathbf{K}_s^{-1} p \mathbf{K}_s) \boldsymbol{\lambda}_{qdos} + p \boldsymbol{\lambda}_{qdos} \end{aligned} \quad (\text{A.53})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}'_{abcr} &= \mathbf{K}_r^{-1} \mathbf{R}'_r \mathbf{K}_r \mathbf{i}'_{qdor} + \mathbf{K}_r^{-1} p (\mathbf{K}_r \boldsymbol{\lambda}'_{qdor}) \\ &= \mathbf{K}_r^{-1} \mathbf{R}'_r \mathbf{K}_r \mathbf{i}'_{qdor} + (\mathbf{K}_r^{-1} p \mathbf{K}_r) \boldsymbol{\lambda}'_{qdor} + p \boldsymbol{\lambda}'_{qdor} \end{aligned} \quad (\text{A.54})$$

Com isto, as equações das tensões para o motor de indução no sistema de coordenadas dqo ficam

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{os} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & \omega & 0 \\ -\omega & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{os} \end{bmatrix} \quad (\text{A.55})$$

$$\begin{bmatrix} v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_r & 0 & 0 \\ 0 & R'_r & 0 \\ 0 & 0 & R'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & \omega - \omega_r & 0 \\ -(\omega - \omega_r) & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{A.56})$$

A.4.3 Equação do Torque Eletromagnético

Aplicando as mudanças de variáveis \mathbf{K}_s e \mathbf{K}_r na equação do torque eletromagnético do motor de indução e utilizando A.47 e A.48, obtém-se

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i_{ds}) \quad (\text{A.57})$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{k^2}{\sigma L_m} (\lambda'_{dr} \lambda_{qs} - \lambda'_{qr} \lambda_{ds}) \quad (\text{A.58})$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i'_{dr} \lambda_{qs} - i'_{qr} \lambda_{ds}) \quad (\text{A.59})$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (\text{A.60})$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda'_{dr} i_{qs} - \lambda'_{qr} i_{ds}) \quad (\text{A.61})$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_s} (i'_{dr} \lambda_{qs} - i'_{qr} \lambda_{ds}) \quad (\text{A.62})$$

onde

$$k^2 = \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{A.63})$$

$$\sigma = 1 - k^2 \quad (\text{A.64})$$

Estas são algumas formas possíveis de se obter o torque eletromagnético produzido pelo motor de indução no sistema de coordenadas arbitrário dqo .

A.5 Diferentes Formas para o Modelo do Motor de Indução

Pode-se notar das equações das tensões no sistema de coordenadas arbitrário, equações A.55 e A.56, que as tensões de eixo o independem de quaisquer variáveis dos eixos d e q . Da definição da transformação \mathbf{K} , pode-se verificar que se as tensões de alimentação do motor forem supostas simétricas, que é em geral o caso, então as tensões de eixo o serão nulas. Assim, fazendo esta hipótese, o modelo do motor de indução pode ser representado apenas pelas equações relativas aos eixos d e q .

Os modelos apresentados nesta seção fazem uso desta hipótese e consideram, também, um motor de rotor em gaiola, ou seja, as tensões de rotor são nulas. Todas as variáveis de rotor são referidas ao estator e, por simplicidade de notação, o índice ($'$) é suprimido.

A.5.1 Modelo do Motor de Indução nos Vários Sistemas e Coordenadas

Pelas escolha adequada da velocidade do sistema de coordenadas arbitrário ω , pode-se obter características particulares do modelo do motor de indução. Três casos particulares são de grande interesse.

$\omega = 0$ é o sistema de coordenadas fixo no estator conhecido como sistema de coordenadas estacionário ou também como sistema de coordenadas $\alpha\beta o$.

$\omega = \omega_r$ é o sistema de coordenadas fixo no rotor. É pouco utilizado na literatura para o motor de indução. Contudo, é de muita importância para o controle do motor síncrono.

$\omega = \omega_e$ é conhecido como sistema de coordenadas síncrono por girar com a frequência síncrona das tensões de alimentação.

O sistema de coordenadas síncrono é o mais utilizado no estudo do controle do motor de indução por apresentar a importante propriedade de representar as variáveis senoidais do sistema de coordenadas trifásico por variáveis contínuas.

Neste trabalho, o sistema de coordenadas síncrono é também chamado de sistema de coordenadas de campo, uma vez que, pela estrutura do controle por campo orientado indireto, ω_e representa a velocidade do campo girante, a menos de alguma possível condição inicial.

O modelo do motor de indução no sistema de coordenadas síncrono pode ser apresentado na forma [NOV86]

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (\text{A.65})$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (\text{A.66})$$

$$0 = R_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (\text{A.67})$$

$$0 = R_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (\text{A.68})$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (\text{A.69})$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (\text{A.70})$$

$$\lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (\text{A.71})$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (\text{A.72})$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (\text{A.73})$$

$$Jp\omega_r = -B\omega_r + \frac{P}{2}(Te - Tc) \quad (\text{A.74})$$

No sistema de coordenadas estacionário, o modelo do motor de indução fica representado por

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + p \lambda_{qs}^s \quad (\text{A.75})$$

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + p \lambda_{ds}^s \quad (\text{A.76})$$

$$0 = R_r i_{qr}^s + p \lambda_{qr}^s - \omega_r \lambda_{dr}^s \quad (\text{A.77})$$

$$0 = R_r i_{dr}^s + p \lambda_{dr}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s \quad (\text{A.78})$$

$$\lambda_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \quad (\text{A.79})$$

$$\lambda_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \quad (\text{A.80})$$

$$\lambda_{qr}^s = L_r i_{qr}^s + L_m i_{qs}^s \quad (\text{A.81})$$

$$\lambda_{dr}^s = L_r i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s \quad (\text{A.82})$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^s i_{qs}^s - \lambda_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (\text{A.83})$$

$$J p \omega_r = -B \omega_r + \frac{P}{2} (T_e - T_c) \quad (\text{A.84})$$

A.5.2 Modelo do Motor de Indução em Variáveis de Estado

Tomando os fluxos como variáveis de estado, pode-se obter facilmente o modelo do motor de indução em variáveis de estado a partir do modelo no sistema de coordenadas arbitrário. Assim,

$$\dot{\lambda}_{qs} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \lambda_{qs} - \omega \lambda_{ds} + \frac{k^2}{\sigma} \frac{R_s}{L_m} \lambda_{qr} + v_{qs} \quad (\text{A.85})$$

$$\dot{\lambda}_{ds} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \lambda_{ds} + \omega \lambda_{qs} + \frac{k^2}{\sigma} \frac{R_s}{L_m} \lambda_{dr} + v_{ds} \quad (\text{A.86})$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = -\frac{R_r}{\sigma L_r} \lambda_{qr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{k^2}{\sigma} \frac{R_r}{L_m} \lambda_{qs} \quad (\text{A.87})$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = -\frac{R_r}{\sigma L_r} \lambda_{dr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} + \frac{k^2}{\sigma} \frac{R_r}{L_m} \lambda_{ds} \quad (\text{A.88})$$

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{P}{2} \frac{1}{J} (T_e - T_c) \quad (\text{A.89})$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{k^2}{\sigma L_m} (\lambda_{dr} \lambda_{qs} - \lambda_{qr} \lambda_{ds}) \quad (\text{A.90})$$

$$\omega_m = \frac{2}{P} \omega_r \quad (\text{A.91})$$

A.5.3 Modelo do Motor de Indução Alimentado por Corrente

Supondo que um controle de corrente é utilizado de forma que se possa considerar que o motor é alimentado por corrente. Neste caso, a dinâmica do estator pode ser desprezada e o modelo que representa o comportamento aproximado do motor de indução, no sistema de coordenadas arbitrário, é dado por

$$\dot{\lambda}_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{A.92})$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = -\frac{R_r}{L_r}\lambda_{dr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} + \frac{R_r L_m}{L_r}i_{ds} \quad (\text{A.93})$$

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{P}{2}\frac{1}{J}(T_e - T_c) \quad (\text{A.94})$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}(\lambda_{dr}i_{qs} - \lambda_{qr}i_{ds}) \quad (\text{A.95})$$

$$\omega_m = \frac{2}{P}\omega_r \quad (\text{A.96})$$

A.6 Conclusão

Neste apêndice foi apresentado, de forma sintética, um desenvolvimento do modelo do motor de indução. Este desenvolvimento teve como objetivo apenas apresentar ao leitor os conceitos envolvidos, as hipóteses consideradas, as simplificações introduzidas, etc, com o fim de facilitar a leitura deste trabalho.

Foi apresentado um desenvolvimento do modelo físico do motor de indução, ou seja, a obtenção das equações dos fluxos e das tensões a partir de uma análise das características construtivas do motor.

O conceito de sistema de coordenadas foi apresentado e o modelo do motor de indução no sistema de coordenadas arbitrário foi derivado. Também foram apresentadas outras formas para o modelo do motor de indução incluindo uma representação em variáveis de estado.

Apêndice B

Modelagem e Simulação

B.1 Introdução

Nas simulações realizadas neste trabalho foram utilizados diferentes modelos para o motor de indução, bem como para o inversor. Em determinadas simulações, foram utilizados modelos aproximados com o fim de reduzir o esforço computacional e, por consequência, o tempo de simulação, sem, entretanto, comprometer os resultados obtidos.

Neste apêndice são apresentados os modelos que foram utilizados nas simulações apresentadas neste trabalho, bem como outras informação importantes para o bom entendimento dos resultados obtidos.

B.2 Simulador

O simulador utilizado foi o *SIMNON - Simulation Language for Non-Linear Systems* versão 3.1, cópia licenciada ao CERTI e cedida ao LCMI para a realização deste trabalho.

Foi utilizado para integração numérica, na maioria das simulações, o algoritmo de Runge-Kuta de 4ª ordem com passo variável. Em algumas simulações foi utilizado o algoritmo de Euler com passo de integração fixo.

B.3 Modelo do Motor de Indução

Para o motor de indução, foi utilizado o modelo no sistema de coordenadas síncrono que contém os fluxos como variáveis de estado. Este modelo foi escolhido pela sua simplicidade e por ser numericamente mais estável que o modelo que possui as correntes como

variáveis de estado [RIC81]. Este modelo está apresentado no apêndice A

$$\dot{\lambda}_{qs}^e = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \lambda_{qs}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e + \frac{k^2}{\sigma} \frac{R_s}{L_m} \lambda_{qr}^e + v_{qs}^e \quad (\text{B.1})$$

$$\dot{\lambda}_{ds}^e = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \lambda_{ds}^e + \omega_e \lambda_{qs}^e + \frac{k^2}{\sigma} \frac{R_s}{L_m} \lambda_{dr}^e + v_{ds}^e \quad (\text{B.2})$$

$$\dot{\lambda}_{qr}^e = -\frac{R_r}{\sigma L_r} \lambda_{qr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e + \frac{k^2}{\sigma} \frac{R_r}{L_m} \lambda_{qs}^e \quad (\text{B.3})$$

$$\dot{\lambda}_{dr}^e = -\frac{R_r}{\sigma L_r} \lambda_{dr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e + \frac{k^2}{\sigma} \frac{R_r}{L_m} \lambda_{ds}^e \quad (\text{B.4})$$

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{P}{2} \frac{1}{J} (Te - Tc) \quad (\text{B.5})$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{k^2}{\sigma L_m} (\lambda_{dr}^e \lambda_{qs}^e - \lambda_{qr}^e \lambda_{ds}^e) \quad (\text{B.6})$$

$$\omega_m = \frac{2}{P} \omega_r \quad (\text{B.7})$$

Nas simulações envolvendo o inversor, foi ainda introduzida a transformação de Park [REG] para levar as tensões de fase v_{as} , v_{bs} e v_{cs} nas tensões v_{qs}^e e v_{ds}^e . A transformação inversa foi utilizada para levar as correntes i_{qs}^e e i_{ds}^e nas correntes de fase i_{as} , i_{bs} e i_{cs} .

Nas simulações do capítulo 2, foi utilizado o modelo simplificado para motor de indução supondo imposição ideal de correntes. Este modelo é dado por [REG]

$$\dot{\lambda}_{qr}^e = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (\text{B.8})$$

$$\dot{\lambda}_{dr}^e = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (\text{B.9})$$

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{P}{2} \frac{1}{J} (Te - Tc) \quad (\text{B.10})$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (\text{B.11})$$

$$\omega_m = \frac{2}{P} \omega_r \quad (\text{B.12})$$

B.4 Modelo do Inversor

O inversor foi considerado de três formas distintas de acordo com o interesse da simulação em questão e da influência dele no resultado desta.

Nas simulações do capítulo 2, o inversor foi despresado e foi suposta imposição ideal de correntes no motor.

Nas simulações dos capítulos 4 e 5, o inversor foi modelado como um regulador de corrente. Os objetivos considerados para esta modelagem foram

- o menor tempo de simulação em relação a uma modelagem mais exata do inversor;
- a possibilidade de analisar o comportamento das tensões do motor;

Nesta modelagem, o inversor é considerado um regulador de corrente no sistema de coordenadas síncrono. O modelo utilizado foi

$$\begin{aligned}
 v_d &= G(p) (i_{ds}^c - i_{ds}^e) \\
 v_q &= G(p) (i_{qs}^c - i_{qs}^e) \\
 v_{qds} &= \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \\
 v_{ds}^e &= v_d \frac{v_s}{v_{qds}} \\
 v_{qs}^e &= v_q \frac{v_s}{v_{qds}}
 \end{aligned}$$

onde $G(p)$ é dado por

$$G(p) = \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{p} \right) \left(\frac{p + z_1}{p + p_1} \right)$$

e v_s é obtido de

$$\begin{aligned}
 &\text{se } v_{qds} > V_s^{max} \\
 &\quad \text{então } v_s = V_s^{max} \\
 &\text{senão se } v_{qds} < -V_s^{max} \\
 &\quad \text{então } v_s = -V_s^{max} \\
 &\quad \text{senão } v_s = v_{qds}
 \end{aligned}$$

e V_s^{max} é a tensão máxima aplicável ao motor.

Nas simulações onde o efeito do inversor foi considerado mais em detalhes, foi utilizado um inversor “PWM” com realimentação das correntes i_{as} , i_{bs} e i_{cs} e controle por meio de uma histerese.

B.5 Controle

O controle de velocidade por orientação de campo com adaptação do ganho da frequência de deslize foi simulado como um controle digital. Os modelos de referência descritos nos capítulos 2 e 5 foram discretizados, bem como o algoritmo de adaptação.

O período de amostragem utilizado foi de $0,5ms$.

B.5.1 Regulador de Velocidade

O regulador de velocidade é composto de um regulador PI (Proporcional + Integral) clássico acrescido de uma realimentação de velocidade que objetiva melhorar a rejeição a perturbações de torque de carga do tipo degrau. A componente de torque da corrente do estator, saída do regulador, é limitada na forma

$$i_{qs}^{e^{max}} = \sqrt{I_s^{max^2} - i_{ds}^{c^2}}$$

onde I_s^{max} é o valor máximo da corrente de estator. O regulador é ainda provido de eliminação de sobrecarga da ação integral através do algoritmo apresentado em [BRU86]. O algoritmo do regulador de velocidade utilizado está apresentado abaixo.

$$\begin{aligned} i_{qs}^{e^{max}} &= \sqrt{I_s^{max^2} - i_{ds}^{c^2}} \\ e[k] &= \omega_m^r[k] - \omega_m[k] \\ i_{qr}[k] &= (K_p + hK_i)e[k] + hK_i x[k] \\ i_q[k] &= i_{qr}[k] - \frac{P}{2}K_r\omega_m[k] \\ em[k] &= \frac{1}{K_p + hK_i}(i_{qs}^c[k] + \frac{P}{2}K_r\omega_m[k] - hK_i x[k]) \\ x[k+1] &= x[k] + em[k] \end{aligned}$$

onde K_p , K_i e K_r são os parâmetros do regulador e $i_q[k]$ é obtido de

$$\begin{aligned} \text{se } i_q[k] &> i_{qs}^{e^{max}} \\ \text{então } i_{qs}^c[k] &= i_{qs}^{e^{max}} \\ \text{senão se } i_q[k] &< -i_{qs}^{e^{max}} \\ \text{então } i_{qs}^c[k] &= -i_{qs}^{e^{max}} \\ \text{senão } i_{qs}^c[k] &= i_q[k] \end{aligned}$$

B.5.2 Modelo Dinâmico

O modelo dinâmico utilizado na simulação corresponde a uma versão digital do modelo obtido no capítulo 5. Para obter esta versão digital, a derivada foi aproximada pela diferença ascendente, isto é,

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x[k+1] - x[k]}{h}$$

onde h é o período de amostragem. Com esta aproximação, o modelo dinâmico fica

$$\begin{aligned} x_i[k+1] &= \left(1 - h\frac{R_s}{L_\sigma}\right) i_{qs}^r[k] + \frac{h}{L_\sigma} (v_{qs}^r[k] - \omega_e L_s i_{ds}^c[k]) \\ i_{qs}^r[k] &= x_i[k] \end{aligned}$$

A discretização do regulador de corrente (modelo do inversor) foi feita utilizando a transformação bilinear, que consiste na aproximação

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{2}{h} \left(\frac{x[k] - x[k-1]}{x[k] + x[k-1]} \right)$$

Com esta aproximação obtém-se para o regulador de corrente

$$\begin{aligned} e_{qs}^c[k] &= i_{qs}^c[k] - i_{qs}^r[k] \\ x_1[k+1] &= x_1[k] + \frac{h}{2} e_{qs}^c[k] \\ y_1[k] &= 2K_{ic}x_1[k] + K_{pc}e_{qs}^c[k] \\ x_2[k+1] &= \frac{1 - p_1 h/2}{1 + p_1 h/2} \left(x_2[k] + \frac{h}{2} y_1[k] \right) \\ v_{qs}^r[k] &= \frac{2(1 + z_1 - p_1)}{1 + p_1 h/2} (x_2[k] + y_1[k]) \end{aligned}$$

onde K_{pc} , K_{ic} , p_1 e z_1 são os parâmetros do regulador de corrente.

B.5.3 Algoritmo de Adaptação

O algoritmo de adaptação utilizado consiste da integração do sinal de erro de adaptação multiplicado pela componente de torque da corrente do estator i_{qs}^{ec} . O erro de adaptação é obtido de acordo com os modelos de referência descritos nos capítulos 4 e 5.

O algoritmo de adaptação consiste em

$$\begin{aligned} ea_c[k] &= K_{ad} ea[k] \\ x_a[k+1] &= x_a[k] + h ea_c[k] \\ \widehat{k}_s[k] &= x_a[k] + k_s^o \end{aligned}$$

onde K_{ad} é um parâmetro ajustável e k_s^o é uma estimativa inicial de k_s^* .

Apêndice C

Parâmetros do Motor de Indução

O motor de indução utilizado nas simulações apresentadas neste trabalho corresponde a um motor de indução trifásico de rotor tipo gaiola de esquilo. O motor é conectado em estrela.

Dados de placa:

$$\begin{array}{lll} V = 220V & P = 3cv & 4 \text{ pólos} \\ I = 8.7A & 1710 \text{ rpm} & \end{array}$$

Parâmetros:

$$\begin{array}{ll} R_s = 0.435\Omega & R_r = 0.816\Omega \\ X_{ls} = 0.754\Omega & X_{lr} = 0.754\Omega \\ X_m = 26.13\Omega & \end{array}$$

Valores Nominais:

$$\begin{array}{lll} V_n = 220V & P_n = 2238W & I_n = 8.7A \\ T_n = 13.57Nm & \omega_{m_n} = 179.071rad/s & \end{array}$$

Valores Base:

$$\begin{array}{lll} V_b = 220V & P_b = 2238W & I_b = 5.8A \\ T_b = 11.9Nm & \omega_b = 60\pi rad/s & \end{array}$$